VILNIAUS UNIVERSITETAS

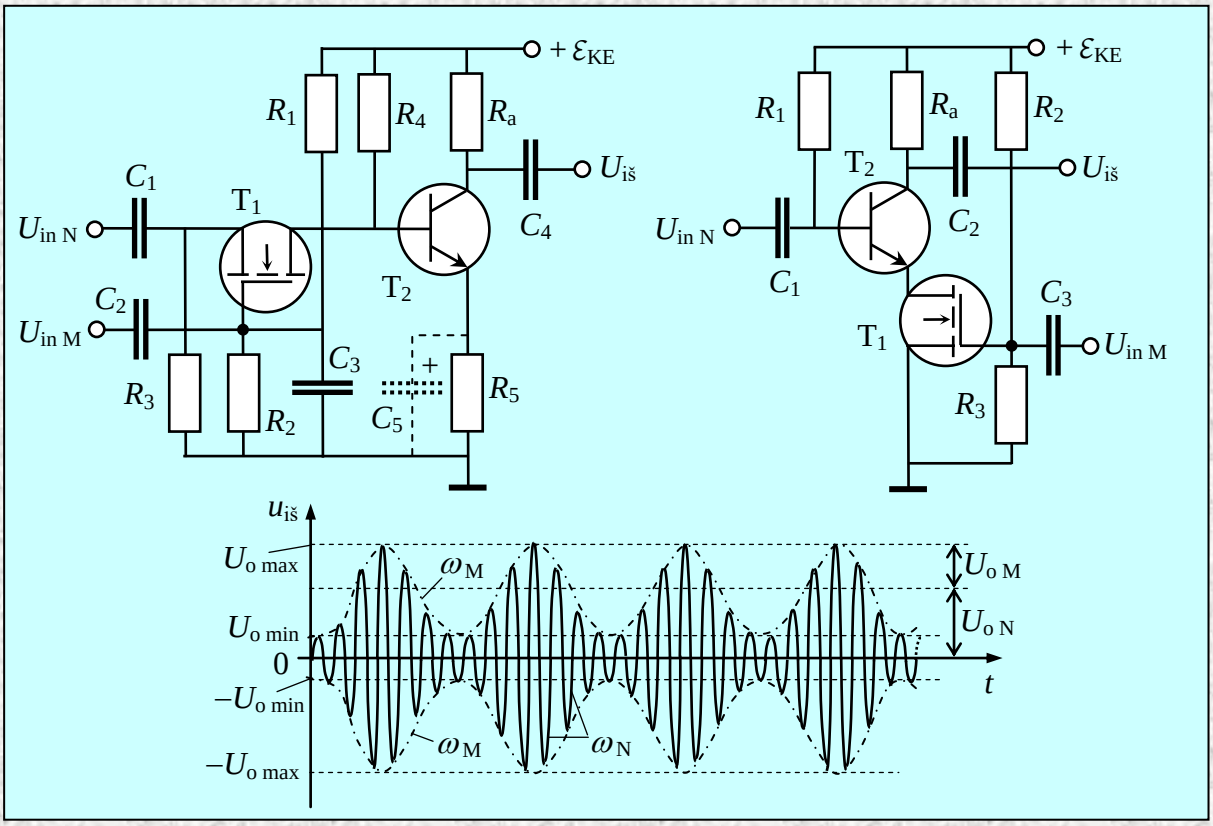
Fizikos fakultetas
Radiofizikos katedra

ČESLOVAS PAVASARIS

PUSLAIDININKINIAI ĮTAISAI

VEIKIMO IR TAIKYMO PAGRINDAI

(II dalis. Radiotechninės grandinės)



Mokomoji priemonė
Pataisyta ir papildyta- 2022

PRATARMĖ

Ši mokomoji priemonė yra sudaryta iš dviejų knygų: pirmoji knyga (I dalis) – „Pasyvieji ir aktyvieji radiotechninių grandinių elementai“; antroji knyga (II dalis) – „Radiotechninės grandinės“. Abi knygos yra skirtos Vilniaus universiteto Fizikos fakulteto studentams, kartu ir antrojo bei trečiojo kurso studentams susipažinti su mokomojoje elektronikos laboratorijoje atliekamų elektronikos ir radioelektronikos laboratorinių darbų radiotechniniais grandynais, jų pasyviųjų *RLC* elementų bei aktyviųjų elementų – puslaidininkinių įtaisų (prietaisų) teoriniais veikimo ir praktinio taikymo pagrindais. Pirmoje knygos dalyje yra nagrinėjami tiesinių ir netiesinių bei parametrinių radiotechninių elementų (įvairių puslaidininkinių diodų, dvipolių bei vienpolių (lauko) tranzistorių) fizikiniai veikos principai, savybės įvairiose jungimo grandinėse, elektrinių charakteristikų aprašymo būdai bei tranzistorių (dvipolių ir vienpolių) triukšmų fizika. Taip pat pateikti puslaidininkinių įtaisų bei elektroninių grandynų su jais teorinio modeliavimo matematiniai pagrindai.

Šioje mokomojoje priemonėje – antroje dalyje – yra nagrinėjamos pasyviosios ir aktyviosios radiotechninės grandinės. Čia papildomai pateikti pasyviųjų ir aktyviųjų radiotechninių grandinių teorinio skaičiavimo matematiniai metodai, kurie yra iliustruojami pateiktais metodais analizuojant radiotechnikoje bei elektronikoje plačiai taikomų grandinių elektrines savybes. Taip pat yra pateikiamas elektrinių signalų teorijos įvadas. Aktyviosios radiotechninės grandinės (įvairūs tranzistoriniai stiprintuvai ir t. t.) yra nagrinėjamos silpno (mažo) signalo (tiesinė veika) ir stipraus (didelio) signalo (netiesinė veika) atvejais. Pateikti elektrinių signalų stiprinimo bei generacijos radiotechniniai pagrindai, taip pat signalo spektro keitimas parametriniais ir netiesiniais radiotechniniais elementais, dažnio dauginimas bei keitimas, harmoninių virpesių amplitudės, dažnio arba fazės moduliacija bei manipuliacija, taip pat jų detekcija ir t. t. Knygos pabaigoje yra supažindinama su elektroninių maitinimo šaltinių sudarymo principais ir pamatinėmis schemomis, tarpe jų ir su impulsinių maitinimo šaltinių, įtampos ir srovės pastovintuvų bei pastoviosios įtampos keitikliais „žemyn“ ir „aukštyn“ sudarymo principais ir pamatinėmis schemomis.

Mokomoji priemonė parašyta laikantis principo, jog skaitytojas yra išklausęs kietojo kūno fizikos kursą (metalų, puslaidininkių bei dielektrikų elektrinės savybės) arba yra susipažinęs savarankiškai, gerai išmano bendrosios fizikos elektros skyrių, yra susipažinęs su puslaidininkinių įtaisų – diodų, tranzistorių – pagrindinėmis charakteristikomis bei savybėmis ir jų veika, kurios yra pateiktos šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje.

Ši mokomoji priemonė gali būti naudinga ir kitų aukštesniųjų bei aukštųjų mokymo įstaigų studentams, besidomintiems elektronika, taip pat visiems, besidomintiems radiotechniką ir elektronika.

P. S. Pastebėjus netikslumų arba klaidų, prašome savo pastabas bei pageidavimus siųsti elektroniniu adresu: mailto:ceslovas.pavasaris@ff.vu.lt, arba kitu adresu, randamu internete.

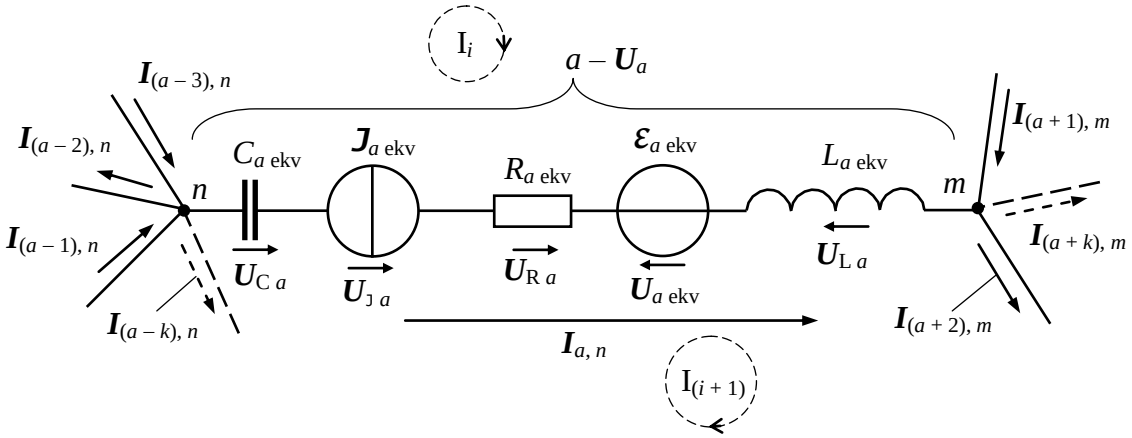
Autorius

1. PASYVIOSIOS RADIOTECHNINĖS GRANDINĖS

Pasyviosios radiotechninės grandinės yra sudarytos tik iš pasyvių tiesinių arba (ir) netiesinių radiotechninių elementų – varžų *R*, kondensatorių *C*, indukcijos ritelių *L* bei srovės *I* arba (ir) įtampos *U* (arba $\mathcal{E}$) šaltinių.

1.1. Tiesinės pasyviosios radiotechninės grandinės

Tiesinės pasyviosios radiotechninės grandinės yra sudarytos tik iš pasyvių tiesinių radiotechninių elementų – varžų *R*, kondensatorių *C*, indukcijos ritelių *L* bei srovės *I* arba (ir) įtampos *U* (arba $\mathcal{E}$) šaltinių. Šių radiotechninių elementų tiesiškumas reiškia tai, kad jų fizikinių parametrų vertės nepriklauso nuo srovių ir įtampų verčių juose. Akivaizdu, jog iš nagrinėjamų radiotechninių elementų *R, C, L* bei įtampos *U* ir srovės *I* šaltinių gali būti sudarytos bet kokio sudėtingumo radiotechninės grandinės, kurių bendriausias atvejis yra parodytas 2.1 pav.



2.1 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės šakos *a* tarp gretimų mazgų *n* ir *m* ekvivalentinė schema

2.1 pav. tarp dviejų gretimų *mazgų n* ir *m* yra įjungta *šaka a*, kurią sudaro nuosekliai sujungti radiotechniniai elementai $R_{a\ \text{ekv}}$, $C_{a\ \text{ekv}}$, $L_{a\ \text{ekv}}$, $\mathcal{E}_{a\ \text{ekv}}$ ir $\boldsymbol{J}_{a\ \text{ekv}}$, čia indeksai *a, m, n* – atitinkamų grandinės bei radiotechninių elementų numeracijos grandinėje indeksai – 1, 2, ..., o indeksas ekv nurodo, kad atitinkamas radiotechninis grandinės elementas yra nuosekliai arba lygiagrečiai sujungtų to paties tipo radiotechninių elementų ekvivalentinis dydis, kurio vertė surandama iš gerai žinomų nuosekliojo bei lygiagrečiojo jungimo formulių:

<u>*nuoseklusis jungimas*</u>:	<u>*lygiagretusis jungimas*</u>:	
$R_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\alpha} R_{a\,i},$	$1/R_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\alpha} (1/R_{a\,i}),$	(2.1)
$L_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\beta} L_{a\,i},$	$1/L_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\beta} (1/L_{a\,i}),$	(2.2)
$1/C_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\chi} (1/C_{a\,i}),$	$C_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\chi} C_{a\,i},$	(2.3)
	$\boldsymbol{J}_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\eta} \boldsymbol{J}_{a\,i} \equiv \boldsymbol{J}_{a,\,n},$	(2.4)
$\mathcal{E}_{a\ \text{ekv}} = \sum_{i=1}^{\lambda} \mathcal{E}_{a\,i},$		(2.5)

čia: kairiajame stulpelyje parašytos išraiškos atitinka nuosekliojo jungimo atvejį, o dešiniajame stulpelyje – lygiagrečiojo jungimo atvejį; $\alpha, \beta, \chi, \eta, \lambda = 1, 2, ...$

Elektrinių ir elektroninių grandinių teorijoje paprastai grandinėje, pavyzdžiui, parodytoje 2.1 pav., veikiančių įtampos arba (ir) srovės šaltinių signalai atitinkamai $\boldsymbol{\mathcal{E}}_{a\ \mathrm{ekv}}$ ir $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{a\ \mathrm{ekv}}$ yra vadinami *poveikiais*, o poveikių sukeltos srovės $\boldsymbol{I}_{a,\,n}$ grandinės šakose a ir įtampos tarp šakos a atitinkamų mazgų $\boldsymbol{U}_{n\,m}$ arba šią įtampą sudarančių įtampų sandai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,a}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{J}\,a}$ atitinkamose šakos a pasyviuose radiotechniniuose elementuose ir srovės šaltiniuose yra vadinamos *reakcijomis*. Akivaizdu, jog įtampa $\boldsymbol{U}_{n\,m}$ yra lygi ją sudarančių įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,a}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{J}\,a}$ ir $\boldsymbol{U}_{a\ \mathrm{ekv}}$ vektorinei sumai, nes tai kyla iš elektrinio lauko $\boldsymbol{E}$ superpozicijos principo. Todėl galima parašyti:

$$\boldsymbol{U}_{n\,m} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,a} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{J}\,a} + \boldsymbol{U}_{a\ \mathrm{ekv}} \equiv \boldsymbol{U}_a, \tag{2.6}$$

čia įtampos parašytos harmoninio signalo atveju, kai jų laikinės diagramos atitinka matematinę funkciją $\sin x$ arba $\cos x$, o įtampai $\boldsymbol{U}$ ir srovei $\boldsymbol{I}$ yra priskiriamas vektorių įvaizdis, leidžiantis taikyti vektorinės analizės metodus ir kartu visus matematinius veiksmus su vektoriais. Tai atitinka *kompleksinių amplitudžių* taikymo metodą.

1.1.1. Klasikinis tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas

Sąryšis tarp poveikių ir reakcijų yra nusakomas *Kirchhofo taisyklėmis*, kurios kyla iš *Omo dėsnių*, ir šis analizės metodas yra vadinamas *klasikiniu metodu*, kurį sudaro dvi pamatinės taisyklės:

1 – ***pirmoji Kirchhofo taisyklė*** nusako nagrinėjamame mazge n, m,... įtekančių ir ištekančių srovių vektorių $\boldsymbol{I}_{(a-j),\,n}$ ir jų modulių $I_{\mathrm{o}\,(a-j),\,n}$ vektorinės ir algebrinės sumos lygybę nuliui, pavyzdžiui, mazge n (2.1 pav.), ir bendriausiu atveju, pavyzdžiui, harmoninio signalo atveju užrašoma kompleksiniu pavidalu:

$$\sum_{j=0}^{k} \boldsymbol{I}_{(a-j),\,n} = 0 \qquad \text{arba} \qquad \sum_{i=0}^{p} \boldsymbol{I}_{(a-i),\,n} = \sum_{j=0}^{s} \boldsymbol{I}_{(a-j),\,n}, \tag{2.7a}$$

ir srovių $\boldsymbol{I}_j$ modulių $|\boldsymbol{I}_j| \equiv I_j$ algebrinės sumos pavidalu:

$$\sum_{j=0}^{k} \kappa_{(a-j)} \cdot I_{\mathrm{o}\,(a-j),\,n} = 0 \ \text{ arba } \ \sum_{i=0}^{p} I_{\mathrm{o}\,(a-i),\,n} = \sum_{j=0}^{s} I_{\mathrm{o}\,(a-j),\,n}, \tag{2.7b}$$

čia: $\kappa_{(a-j)} = 1$ įtekančiai srovei, arba $\kappa_{(a-j)} = -1$ ištekančiai srovei nagrinėjamame grandinės mazge n (čia galima tarti ir priešingai); suma iki p atitinka įtekančias, o iki s – ištekančias sroves, arba atvirkščiai, ir visada $p + s = k$.

Taikydami pirmąją Kirchhofo taisyklę 2.1 pav. parodytos grandinės mazgui n gauname:

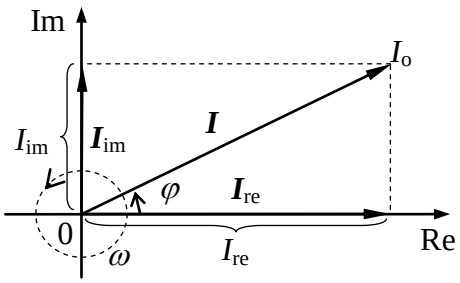
$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{I}_{(a-1),\,n} + \boldsymbol{I}_{(a-2),\,n} + \boldsymbol{I}_{(a-3),\,n} + \boldsymbol{I}_{a,\,n} + \boldsymbol{I}_{(a-k),\,n} = 0, \\ &I_{\mathrm{o}\,(a-1),\,n} - I_{\mathrm{o}\,(a-2),\,n} + I_{\mathrm{o}\,(a-3),\,n} - I_{\mathrm{o}\,a,\,n} - I_{\mathrm{o}\,(a-k),\,n} = 0, \\ &I_{\mathrm{o}\,(a-1),\,n} + I_{\mathrm{o}\,(a-3),\,n} = I_{\mathrm{o}\,(a-2),\,n} + I_{\mathrm{o}\,a,\,n} + I_{\mathrm{o}\,(a-k),\,n}. \end{aligned}\right\} \tag{2.8}$$

Lygtyse (2.7), (2.8) harmoninių srovių $\boldsymbol{I}_a$ kompleksinės išraiškos gali būti parašytos trimis būdais:

$$\boldsymbol{I} = I_{\mathrm{re}} + \mathrm{j} \cdot I_{\mathrm{im}} = I_{\mathrm{o}} \cdot (\cos\varphi + \mathrm{j} \cdot \sin\varphi) = I_{\mathrm{o}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi}, \tag{2.9}$$

čia: I_{re} ir I_{im} – srovės vektoriaus $\boldsymbol{I}$ atitinkamai realiosios $\boldsymbol{I}_{\mathrm{re}}$ ir menamosios $\boldsymbol{I}_{\mathrm{im}}$ komponenčių (sandų) vektorių moduliai, kurie yra parodyti 2.2 pav. kompleksinėje plokštumoje {Im, Re}; I_{o} – vektoriaus $\boldsymbol{I}$ modulis; φ – kampas tarp vektoriaus $\boldsymbol{I}$ ir realiosios ašies Re; $\mathrm{j} = (-1)^{1/2}$ – menamasis vienetas.

Iš 2.2 pav. matyti, jog vektoriniai dydžiai $\boldsymbol{U}$ ir $\boldsymbol{I}$ yra vaizduojami kompleksinėje



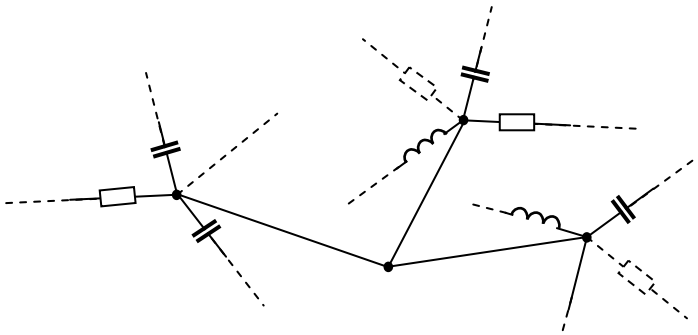
2.2 pav. Harmoninės srovės $\boldsymbol{I}$ vektoriaus komponentės (sandai) $\boldsymbol{I}_{re}$ ir $\boldsymbol{I}_{im}$ kompleksinėje plokštumoje: $\boldsymbol{I} = \boldsymbol{I}_{re} + \boldsymbol{I}_{im}$

plokštumoje {Im, Re} ir todėl išraiškas (2.9) tarpusavyje sieja akivaizdžios tapatybės:

$$I_{re} = I_o \cdot \cos\varphi,\ I_{im} = I_o \cdot \sin\varphi,\ \ I_o = (I_{re}^2 + I_{im}^2)^{1/2},\ \ \mathrm{tg}\,\varphi = I_{im}/I_{re}, \quad (2.10)$$

čia: $\varphi = \omega \cdot t \pm \varphi_o$, $\omega = 2 \cdot \pi / T$, $f = 1/T = \omega/(2 \cdot \pi)$; φ_o – pradinis kampas arba fazė, kai laikas $t = 0$; ω ir f – atitinkamai ciklinis ir paprastasis svyravimų dažnis; T – svyravimų periodas.

Nesunku įsitikinti, kad k skirtingų mazgų turinčiai radiotechninei grandinei galima parašyti $(k - 1)$ nepriklausomą lygtį (2.7). Čia skirtingų mazgų skaičius yra nustatomas iš radiotechninės grandinės schemos. Kai nagrinėjamoje schemoje skirtingos šakos yra sujungtos bendru laidu, tai yra traktuojama kaip vienas mazgas (žr. 2.3 pav.), nes vientiso metalinio kūno potencialas φ yra visur vienodas.



2.3 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės mazgas

Taip pat akivaizdu, jog bent vienos srovės $\boldsymbol{I}_i$ kryptis nagrinėjamame mazge n turi turėti priešingą kryptį kitoms srovėms, o srovės kryptis ir vertė atskiroje šakoje a turi atitikti srovių kryptis ir vertes šakos mazguose n ir m (2.1 pav.), čia srovės $\boldsymbol{I}_i$ kryptis mazge n yra suprantama įtekėjimo į mazgą n arba ištekėjimo iš mazgo n prasme, čia $i = 1, 2, ...$

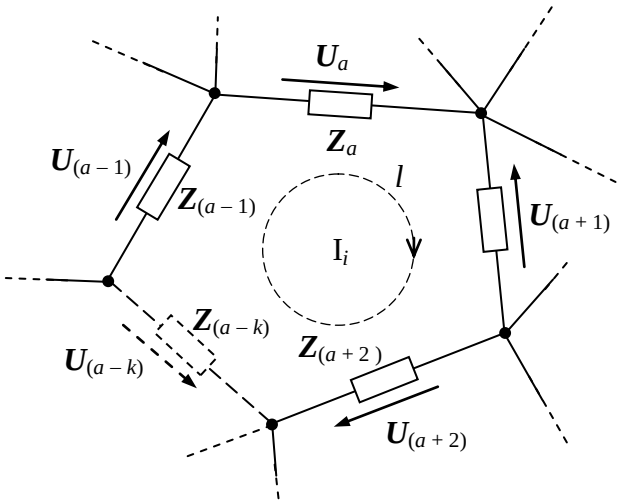
2 – ***antroji Kirchhofo taisyklė*** aprašo reakcijų įtampų $\boldsymbol{U}^*_i$ vektorinės $\sum \boldsymbol{U}^*_i$ ir atitinkamos algebrinės $\sum \pm U^*_i$ sumų lygybę poveikių įtampų $\boldsymbol{U}_i$ vektorinei $\sum \boldsymbol{U}_i$ ir atitinkamai algebrinei $\sum \pm U_i$ sumoms bet kuriame grandinės kontūre, pavyzdžiui, kontūre I_i (2.1 pav.), ir yra parašoma tokiu pavidalu:

$$\sum_{a=j}^{r} \boldsymbol{U}^*_a = \sum_{a=i}^{p} \boldsymbol{U}_a, \quad (2.11)$$

$$\sum_{a=j}^{r} \kappa^*_a \cdot U^*_a = \sum_{a=i}^{p} \kappa_a \cdot U_a, \quad (2.11a)$$

čia: $\kappa^*_a = \kappa_a = 1$, kai pasirinkta kontūro I_i apėjimo kryptis sutampa su įtampos vektoriaus $\boldsymbol{U}^*_a$ ir $\boldsymbol{U}_a$ kryptimis, arba $\kappa_a = -1$, kai tos kryptys nesutampa, tai yra parodyta 2.4 pav. (čia galima priimti ir priešingai); i, j, r ir p – sveikieji skaičiai 1, 2, , 3... .

Akivaizdu, kad nagrinėjamame kontūre I_i (2.4 pav.) įtampų vektorių $\boldsymbol{U}_{(a \pm j)}$ kryptys yra



2.4 pav. Sudėtingos radiotechninės grandinės šakų kontūras I_i, čia šakose $a \pm j$ yra įjungti grandinės radiotechniniai elementai $\boldsymbol{Z}_{(a \pm j)}$

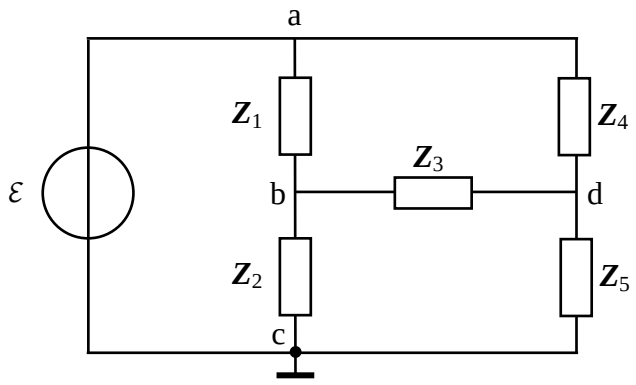
parenkamos laisvai – prieš arba pagal kontūro I_i apėjimo kryptį, tačiau taip, kad bent vieno vektoriaus kryptis būtų priešinga kitų vektorių apėjimo kryptims. Čia vektoriaus $\boldsymbol{U}_{(a \pm j)}$ kryptimi suprantama jo orientacija kontūro apėjimo krypties atžvilgiu. 2.4 pav. parodytos grandinės kontūrui I_i taikydami antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11), gauname:

$$\boldsymbol{U}_a + \boldsymbol{U}_{(a+1)} + \boldsymbol{U}_{(a+2)} + \boldsymbol{U}_{(a-k)} + \boldsymbol{U}_{(a-1)} = 0, \tag{2.12}$$

$$U_a - U_{(a+1)} + U_{(a+2)} - U_{(a-k)} + U_{(a-1)} = 0, \tag{2.12a}$$

čia vektorinė suma (2.12) nėra tapatinama su vektorių kryptimis 2.4 pav.

Nesunku įsitikinti, kad k skirtingų kontūrų I_k turinčiai radiotechninei grandinei galima parašyti $i < k$ nepriklausomų lygčių (2.11). Čia skirtingų kontūrų I_i skaičius i yra nustatomas iš radiotechninės grandinės schemos, kurioje visi skirtingi kontūrai I_i randami apeinant uždaru kontūru grandinės mazgus taip, kad nė vienas apeinamo kontūro mazgas nepasikartotų, tai iliustruojame 2.5 pav. parodyta grandine.



2.5 pav. Septynių skirtingų kontūrų I_7 radiotechninė grandinė

Taikydami mazgų nepasikartojimo sąlygą randame, kad 2.5 pav. parodytoje grandinėje yra septyni skirtingi kontūrai:

$$1 - \mathcal{E}\text{-}\boldsymbol{Z}_1\text{-}\boldsymbol{Z}_2\text{-}\mathcal{E};\quad 2 - \mathcal{E}\text{-}\boldsymbol{Z}_4\text{-}\boldsymbol{Z}_5\text{-}\mathcal{E};\quad 3 - \boldsymbol{Z}_1\text{-}\boldsymbol{Z}_3\text{-}\boldsymbol{Z}_4\text{-}\boldsymbol{Z}_1;\quad 4 - \boldsymbol{Z}_2\text{-}\boldsymbol{Z}_3\text{-}\boldsymbol{Z}_5\text{-}\boldsymbol{Z}_2;$$

$$5 - \mathcal{E}\text{-}\boldsymbol{Z}_4\text{-}\boldsymbol{Z}_3\text{-}\boldsymbol{Z}_2\text{-}\mathcal{E};\qquad 6 - \mathcal{E}\text{-}\boldsymbol{Z}_5\text{-}\boldsymbol{Z}_3\text{-}\boldsymbol{Z}_1\text{-}\mathcal{E};\qquad 7 - \boldsymbol{Z}_1\text{-}\boldsymbol{Z}_4\text{-}\boldsymbol{Z}_5\text{-}\boldsymbol{Z}_2\text{-}\boldsymbol{Z}_1,$$

čia $\mathcal{E}$ ir $\boldsymbol{Z}_a$ – grandinės šakų ekvivalentiniai elementai, kai $a = 1, 2, 3, \ldots$.

Taip pat iš 2.5 pav. matome keturis mazgus – a, b, c ir d. Iš septynių galimų kontūrų I_7

tik trys kontūrai, nesvarbu, kurie, leidžia parašyti nepriklausomas lygtys (2.11), nes kitų likusių kontūrų lygtys yra lengvai gaunamos atitinkamais matematiniais veiksmais iš jau parašytų lygčių. Tai kyla iš kontūrą sudarančių elementų $\mathcal{E}$ ir $\boldsymbol{Z}_a$ pasikartojimo dėsningumo. Akivaizdu, kad naujai parašyta lygtis (2.11) yra nepriklausoma tik tuo atveju, kai joje yra bent vienas naujas grandinės (šakos) elementas, kurio nėra jau parašytose lygtyse. Todėl, laikantis šio principo, lygtis (2.11) rašyti baigiama tada, kai parašytose lygtyse visi grandinės (šakos) elementai yra panaudoti bent po vieną kartą. Taigi parodėme, jog $k = 7$ skirtingų kontūrų turinčiai radiotechninei grandinei galima parašyti $i = 3$ nepriklausomų lygčių (2.11) sistemą, t. y. visada mažiau už $k = 7 \geq 2$.

Akivaizdu, kad šakos a ekvivalentinis elementas $\boldsymbol{Z}_a$ bendru atveju yra sudarytas iš nuosekliai sujungtų j radiotechninių elementų (2.1 pav.):

$$\boldsymbol{Z}_a = \sum \boldsymbol{Z}_j. \tag{212a}$$

Todėl, taikant antrąją Kirchhofo taisyklę (2.12, a), pavyzdžiui, kontūrui I_i (2.1 pav.), šakos a elementuose $\boldsymbol{Z}_j$ esančių įtampų $\boldsymbol{U}_{a\,j}$ kryptys yra pasirenkamos laisvai, jos 2.1 pav. yra parodytos rodyklėmis po atitinkamu elementu, ir lygtyje (2.11a) atitinkama įtampa $\boldsymbol{U}_{aj}$ yra rašoma su ženklu +, kai kontūro I_i pasirinkta apėjimo kryptis sutampa su įtampos vektoriaus $\boldsymbol{U}_{a\,j}$ kryptimi, arba –, kai tos kryptys nesutampa (čia galima tarti ir priešingai). Taigi, 2.1 pav. parodytoje situacijoje apeidami šaką a kontūru I_i gauname:

$$-U_{\mathrm{C}\,a} - U_{\mathrm{I}\,a} - U_{\mathrm{R}\,a} + U_{a\,\mathrm{ekv}} + U_{\mathrm{L}\,a}, \tag{212b}$$

o apeidami šaką a kontūru $\mathrm{I}_{(i+1)}$ gauname priešingai:

$$U_{\mathrm{C}\,a} + U_{\mathrm{I}\,a} + U_{\mathrm{R}\,a} - U_{a\,\mathrm{ekv}} - U_{\mathrm{L}\,a}. \tag{212c}$$

Čia būtina pasakyti, jog įtampų $\boldsymbol{U}_{a\,j}$ sąlyginę kryptį galima nurodyti ir ženklais + arba –, parašytais priešais atitinkamos įtampos simbolį $\pm U_i$. Šiuo atveju vektoriaus kryptis atitinka kryptį iš ženklo + į ženklą –.

Akivaizdu, kad antrosios Kirchhofo taisyklės lygtys (2.11, a) gali būti parašomos ir taip:

$$\sum_{a=j}^{r} \boldsymbol{U}^*_a + \sum_{a=i}^{p} \boldsymbol{U}_a = 0, \text{ arba } \sum_{a=j}^{r} \kappa^*_a \cdot U^*_a - \sum_{a=i}^{p} \kappa_a \cdot U_a = 0, \tag{2.13}$$

čia antrojoje lygtyje parašytas ženklas – prieš poveikio šaltinių įtampų U_a algebrinę sumą išreiškia tai, kad kontūro I_i teigiama apėjimo kryptis yra priešinga įtampų U_a šaltinių vidinio elektrinio lauko $\boldsymbol{E}_\mathrm{i}$ krypčiai (2.6 pav.), o šaltinio vidinė (pašalinė) jėga $\boldsymbol{F}_\varepsilon$ yra nukreipta nuo įtampos šaltinio gnybto „–“ į gnybtą „+“, tai yra parodyta 2.6 pav. Iš ten matome, jog $\boldsymbol{F}_\varepsilon$ kryptis yra priešinga vidinio elektrinio lauko $\boldsymbol{E}_\mathrm{i}$ krypčiai, kai yra pernešamas krūvis $+q$, ir ta pačia kryptimi, kai yra pernešamas krūvis $-q$. Todėl šaltinio $\pm U_\mathrm{a}$ generuojama srovė $\boldsymbol{I}_\mathrm{a}$ išorine grandine teka iš „+“ į „–“, o šio šaltinio įtampos $\pm U_\mathrm{a}$ vektorius $\boldsymbol{U}_\mathrm{a}$ yra nukreiptas priešinga šiai srovei $\boldsymbol{I}_\mathrm{a}$ kryptimi.

Šakos a pasyviuose elementuose $R_{a,\,j}$, $C_{a,\,j}$ bei $L_{a,\,j}$ esančias atitinkamas įtampas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}a,\,j}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{C}a,\,j}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a,\,j}$, nusako *Omo dėsnis grandinės daliai*:

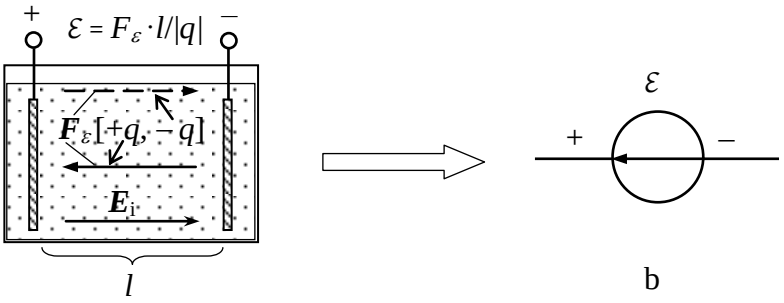
$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,a,\,j} = R_{a,\,j} \cdot \boldsymbol{I}_\mathrm{a}, \qquad \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a,\,j} = (1/C_{a,\,j}) \cdot \int \boldsymbol{I}_a \cdot \mathrm{d}\,t, \qquad \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a,\,j} = L_{a,\,j} \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}_a / \mathrm{d}\,t), \tag{2.14}$$

iš čia, harmoninio signalo atveju ir iš (2.9), gauname:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a,\,j} &= (1/C_{a,\,j}) \cdot \int \boldsymbol{I}_a \cdot \mathrm{d}\,t = (\mathrm{j} \cdot \omega \cdot C_{a,\,j})^{-1} \cdot I_{\mathrm{o}\,a} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t} = (\mathrm{j} \cdot \omega \cdot C_{a,\,j})^{-1} \cdot \boldsymbol{I}_a, \\ \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,a,\,j} &= L_{a,\,j} \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}_a / \mathrm{d}\,t) = L_{a,\,j} \cdot [\mathrm{d}\,(I_{\mathrm{o}\,a} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t})/\mathrm{d}\,t] = \mathrm{j} \cdot \omega \cdot L_{a,\,j} \cdot I_{\mathrm{o}\,a} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t} = \\ &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}\,a,\,j} = \mathrm{j} \cdot \omega \cdot L_{a,\,j} \cdot \boldsymbol{I}_a. \end{aligned}\right\} \tag{2.14a}$$

Iš (2.14a) gauname žinomas kompleksinių varžų $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{R,\,C,\,L}}$ išraiškas:

$$\boldsymbol{Z}_\mathrm{R} = R, \qquad \boldsymbol{Z}_\mathrm{C} = 1/(\mathrm{j} \cdot \omega \cdot C) = -\mathrm{j} \cdot Z_\mathrm{C}, \qquad \boldsymbol{Z}_\mathrm{L} = \mathrm{j} \cdot \omega \cdot L = \mathrm{j} \cdot Z_\mathrm{L}. \tag{2.15}$$



2.6 pav. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ šaltinio, pavyzdžiui, akumuliatoriaus (a), ekvivalentinis žymuo (b)

Į išraišką (2.13) įstatę šakos a pasyviųjų elementų $R_{a,\,j}$, $C_{a,\,j}$ bei $L_{a,\,j}$ įtampų vertes iš (2.14), gauname:

$$\sum_{a=j}^{k}[\kappa_a \cdot R_{a,\,j} \cdot \boldsymbol{I}_\mathrm{a} + \kappa_a \cdot (1/C_{a,\,j}) \cdot \int \boldsymbol{I}_a \cdot \mathrm{d}\,t + \kappa_a \cdot L_{a,\,j} \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t)] = \sum_{a=i}^{e} \mathcal{E}_a \cdot \boldsymbol{U}_{a\,i}. \quad (2.16)$$

Atlikę išraiškos (2.16) abiejų pusių diferencijavimą pagal laiką t, gauname nehomogeninę antros eilės diferencialinę lygtį:

$$\sum_{a=j}^{k}[\kappa_a \cdot R_{a,\,j} \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}_\mathrm{a}/\mathrm{d}\,t) + \kappa_a \cdot (1/C_{a,\,j}) \cdot \boldsymbol{I}_a + \kappa_a \cdot L_{a,\,j} \cdot (\mathrm{d}^2\boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t^2)] = \sum_{a=i}^{e} \mathcal{E}_a \cdot (\mathrm{d}\boldsymbol{U}_{a\,j}/\mathrm{d}\,t). \quad (2.17)$$

Taigi parodėme, jog bet kokia tiesinė radioelektroninė ar elektroninė grandinė (2.1 pav.) yra aprašoma lygčių sistema {(2.7), (2.17)}. Iš matematikos kurso žinome, kad lygčių sistemą {(2.7), (2.17)} galimą parašyti kaip vieną aukštesnės eilės diferencialinę lygtį tokiu pavidalu:

$$A_n \cdot (\mathrm{d}^n \boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t^n) + A_{(n-1)} \cdot (\mathrm{d}^{(n-1)}\boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t^{(n-1)}) + \cdots + A_1 \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t) + A_0 \cdot \boldsymbol{I}_a = f_\varepsilon(t), \quad (2.18)$$

čia: $f_{\,\varepsilon}\,(t)$ – nepriklausomų išorinių įtampos šaltinių $\boldsymbol{U}_{a\,j}$ poveikio funkcija; A_i – pastovieji koeficientai; $i = 0, 1, 2,..., n$.

Akivaizdu, jog n-tos eilės *nehomogeninė diferencialinė lygtis* (2.18) aprašo bet kokius elektrinius procesus tiesinėje radioelektroninėje grandinėje. Kai $f_\varepsilon\,(t) = 0$, turime n-tos eilės *homogeninę lygtį*, kuri aprašo radiotechninę grandinę, kurioje nėra srovės $\boldsymbol{I} = 0$ arba (ir) įtampos $\boldsymbol{U} = 0$ (arba $\mathcal{E} = 0$) poveikio šaltinių. Todėl šiuo atveju radioelektroninė grandinė negauna poveikio energijos ir joje vykstančios reakcijos negali tęstis be galo ilgai – jos yra *slopstančios*. Taigi, kai $R_{a\,\mathrm{ekv}} \neq 0$ ir $t \Rightarrow \infty$, homogeninės lygties (2.18) sprendinys $\boldsymbol{I}_{a\,0} \Rightarrow 0$.

Šis sprendinys $\boldsymbol{I}_{a\;0}$ aprašo *savuosius*, arba *laisvuosius*, svyravimus (virpesius) sužadintoje elektroninėje grandinėje.

Iš matematikos kurso žinome, kad n-tos eilės nehomogeninės diferencialinės lygties (2.18) sprendinys $\boldsymbol{I}_a$, vadinamoji *grandinės reakcija*, kai $f_\varepsilon(t) \neq 0$, yra sudarytas iš *dalinio sprendinio* $\boldsymbol{I}_{a\,1}$ ir *laisvųjų svyravimų sprendinio* $\boldsymbol{I}_{a\,0}$, kai $f_\varepsilon(\,t) = 0$, ir todėl parašomas taip:

$$\boldsymbol{I}_a = \boldsymbol{I}_{a\,0} + \boldsymbol{I}_{a\,1}. \quad (2.19)$$

Akivaizdu, jog *priverstinės reakcijos* $\boldsymbol{I}_a$ dalinis sprendinys $\boldsymbol{I}_{a\;1}$ yra ypač lengvai randamas, kai poveikio funkcija $f_\varepsilon(t) = \mathrm{const}$. Šiuo atveju visos išvestinės $\mathrm{d}^n\boldsymbol{I}_a/\mathrm{d}\,t^{\,n} = 0$, ir iš čia bei (2.18) turime:

$$A_0 \cdot \boldsymbol{I}_{a\,1} = \mathrm{const} \Rightarrow \qquad \boldsymbol{I}_{a\,1} = \mathrm{const}/A_0. \quad (2.20)$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.18) laisvųjų svyravimų sprendinys $\boldsymbol{I}_{a\,0}$, kai $f_\varepsilon(t) = 0$, yra parašomas taip:

$$\boldsymbol{I}_{a\,0}(t) = a_n \cdot \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_n \cdot t} + a_{(n-1)} \cdot \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_{(n-1)} \cdot t} + \cdots + a_1 \cdot \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_1 \cdot t}, \tag{2.21}$$

čia: a_i – konstantos, priklausančios nuo pradinių sąlygų; $i = 1, 2, ..., n$.

Išraiškoje (2.21) eksponentinių funkcijų laipsnio rodikliai $\boldsymbol{p}_i$ yra taip vadinamosios *charakteringosios lygties*:

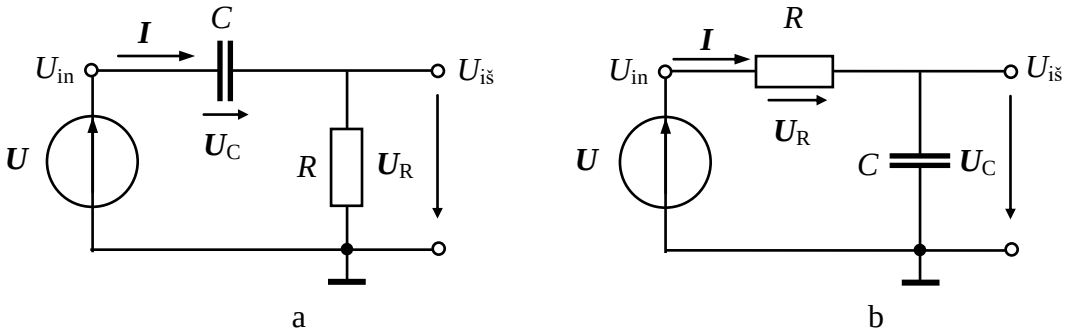
$$A_n \cdot \boldsymbol{p}^n + A_{(n-1)} \cdot \boldsymbol{p}^{(n-1)} + \cdots + A_1 \cdot \boldsymbol{p} + A_0 = 0, \tag{2.22}$$

vienkartinės (skirtingų verčių) šaknys.

Palyginę išraiškas (2.18) ir (2.22) matome, jog charakteringoji lygtis (2.22) yra gaunama iš homogeninės diferencialinės lygties (2.18) ją akivaizdžiai pakeitus:

$$\mathrm{d}^n \boldsymbol{I}_a / \mathrm{d}\, t^n = \boldsymbol{p}^n, \quad \mathrm{d}^{(n-1)} \boldsymbol{I}_a / \mathrm{d}\, t^{(n-1)} = \boldsymbol{p}^{(n-1)}, ..., \boldsymbol{I}_a = \boldsymbol{p}^0 = 1. \tag{2.22a}$$

Aprašytas radiotechninių grandinių analizės metodas yra vadinamas *klasikiniu metodu*. Jį pailiustruosime išnagrinėdami *RC– grandines*, parodytas 2.7 pav.



2.7 pav. *RC*– grandinės: a – diferencijuojančioji, b – integruojančioji

Taikydami Kirchhofo taisykles (2.7), (2.11), (2.13) 2.7 pav. a parodytai *RC*– grandinei, gauname anksčiau pateiktų lygčių (2.17), arba (2.18) pavidalo, lygtį, kurią galime parašyti taip:

$$R \cdot (\mathrm{d}\, \boldsymbol{I} / \mathrm{d}\, t) + C^{-1} \cdot \boldsymbol{I} = \mathrm{d}\, \boldsymbol{U} / \mathrm{d}\, t, \tag{2.23}$$

čia: $\boldsymbol{I}$ – srovė, tekanti *RC*– grandinės elementais.

Gautos nehomogeninės diferencialinės lygties (2.23) sprendinys $\boldsymbol{I}$ yra sudarytas iš dalinio sprendinio $\boldsymbol{I}_1$ ir laisvųjų svyravimų sprendinio $\boldsymbol{I}_0$, kai $\mathrm{d}\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\, t = 0$ (2.19), ir todėl:

$$\boldsymbol{I} = \boldsymbol{I}_0 + \boldsymbol{I}_1. \tag{2.24}$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.23) laisvųjų svyravimų sprendinį $\boldsymbol{I}_0$ parašome taip (2.21):

$$\boldsymbol{I}_0(t) = a_1 \cdot \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_1 \cdot t}, \tag{2.25}$$

čia priklausančią nuo pradinių sąlygų konstantą a_1 surasime vėliau, o eksponentės laipsnio rodiklį $\boldsymbol{p}_1$ randame iš charakteringosios lygties (2.22), kurią parašome taip:

$$R \cdot \boldsymbol{p}_1 + 1/C = 0 \implies \boldsymbol{p}_1 = -1/(R \cdot C). \tag{2.26}$$

Iš (2.25) ir (2.26) gauname:

$$\boldsymbol{I}_0(t) = a_1 \cdot \mathrm{e}^{-t/(R \cdot C)}, \tag{2.27}$$

ir iš čia matome, jog sandauga $(R \cdot C)$ turi laiko t dimensiją.

Dalinį sprendinį $\boldsymbol{I}_1$ surasime tarę, kad poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ funkcija nuo laiko t yra vienetinis įtampos šuolis: $u(t) = U_\mathrm{o} \cdot 1(t)$ – *Hevisaido funkcija*. Iš čia ir (2.23), analogiškai išraiškai (2.20), galima parašyti:

$$C^{-1} \cdot \boldsymbol{I}_1 = \mathrm{d}\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\, t \equiv 0, \quad \text{kai } t > 0. \tag{2.28}$$

Iš (2.28) gauname, jog dalinis sprendinys $\boldsymbol{I}_1 = 0$.

Konstantą a_1 randame iš (2.25), kai $t = 0$:

$$a_1 = \boldsymbol{I}_0(0). \tag{2.28a}$$

Akivaizdu, kad pradiniu laiko momentu $t = 0$ kondensatoriuje C įtampa $\boldsymbol{U}_\mathrm{C} = 0$. Todėl įtampos šaltinio $\boldsymbol{U}$ generuojama įtampa $u(t)$ yra rezistoriuje R ir iš čia galima parašyti:

$$\boldsymbol{U}_\mathrm{R} = u(0) = U_\mathrm{o}. \tag{2.28b}$$

Iš čia, taikydami Omo dėsnį grandinės daliai, parašome:

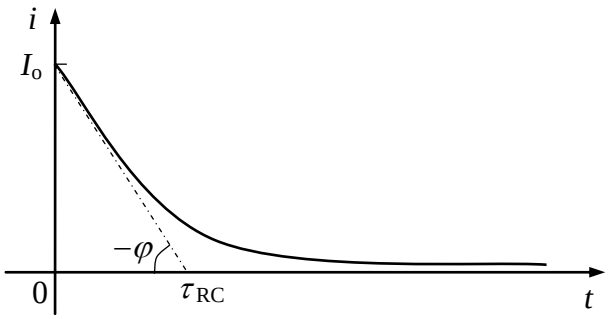
$$\boldsymbol{I}_0(0) = I_\mathrm{o} = U_\mathrm{o}/R = a_1. \tag{2.29}$$

Gautas dalinio sprendinio $\boldsymbol{I}_1$ (2.28) ir konstantos a_1 (2.29) vertes įstatome į išraišką (2.24) ir randame nehomogeninės lygties (2.23) sprendinį $\boldsymbol{I}$:

$$\boldsymbol{I} = (U_\mathrm{o}/R)\cdot \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)} = I_\mathrm{o}\cdot \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)} = i(t), \tag{2.30}$$

čia I_o – pradinė srovė laiko momentu $t = 0$.

Iš gautos išraiškos (2.30) matome, jog paveikus *RC*– grandinę (2.7 pav., a) vienetiniu įtampos šuoliu $u(t) = U_\mathrm{o}\cdot 1(t)$, joje teka srovė $i(t)$, kuri pradiniu laiko momentu $t = 0$ turi didžiausią (maksimalią) vertę $I_\mathrm{o} = U_\mathrm{o}/R$ ir, didėjant laikui $t > 0$, srovė $i(t)$ eksponentiškai mažėja artėdama prie nulio. Tai 2.8 pav. parodyta laikine diagrama $i(t)$.



2.8 pav. Srovės $\boldsymbol{I}$ pereinamoji charakteristika $i(t)$ *RC*– grandinėje, kai jos įėjime U_in poveikio įtampa $\boldsymbol{U}$ yra vienetinis įtampos šuolis: $u(t) = U_\mathrm{o}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija

Akivaizdu, kad 2.7 pav., b, parodytai *RC*– grandinei yra parašoma tokia pati lygtis (2.23), kaip ir 2.7 pav., a, parodytai *RC*– grandinei. Todėl, paveikus *RC*– grandinę (2.7 pav., b) vienetiniu įtampos šuoliu $u(t) = U_\mathrm{o}\cdot 1(t)$, joje teka tokia pati srovė $i(t)$ (2.30), (2.8 pav.).

Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai randame įtampą $\boldsymbol{U}_\mathrm{R}$ rezistoriuje R (2.7 pav., a), ir įtampą $\boldsymbol{U}_\mathrm{C}$ kondensatoriuje C (2.7 pav., b):

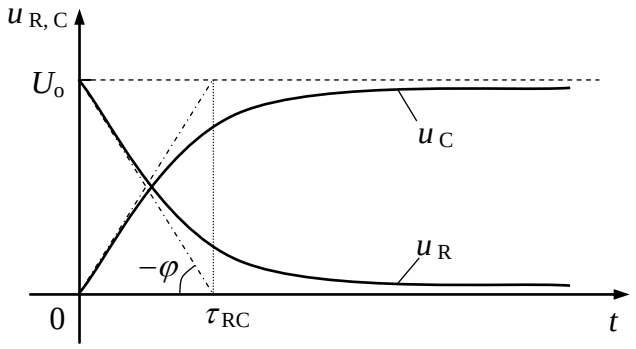
$$\boldsymbol{U}_\mathrm{R} = i(t)\cdot R = U_\mathrm{o}\cdot \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)} \equiv u_\mathrm{R}(t), \tag{2.31}$$

$$\boldsymbol{U}_\mathrm{C} = C^{-1}\cdot \int i(t)\cdot \mathrm{d}\,t = -U_\mathrm{o}\cdot \int \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)}\cdot \mathrm{d}[-t/(R\cdot C)] =$$

$$= -U_\mathrm{o}\cdot \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)} + A = U_\mathrm{o}\cdot (1 - \mathrm{e}^{-t/(R\cdot C)}) \equiv u_\mathrm{C}(t), \tag{2.32}$$

čia: A – integravimo konstanta yra randama iš kraštinės sąlygos, kai $t \Rightarrow \infty$, $\boldsymbol{U}_\mathrm{C} \Rightarrow U_\mathrm{o}$ ir $A = U_\mathrm{o}$.

Iš gautų išraiškų (2.31) ir (2.32) matome, jog pradiniu laiko momentu $t = 0$ *RC*– grandinės išėjime $U_\mathrm{iš}$, pavyzdžiui, rezistoriuje R įtampa $u_\mathrm{R}(t)$ yra didžiausia, nes $u_\mathrm{R}(0) = U_\mathrm{o}$, ir, didėjant laikui $t > 0$, ši įtampa mažėja artėdama prie nulio. Tai parodyta 2.9 pav. ištisine kreive $u_\mathrm{R}(t)$. Taip pat matome, kad, pradiniu laiko momentu $t = 0$, *RC*– grandinės išėjime $U_\mathrm{iš}$ – kondensatoriuje C įtampa $u_\mathrm{C}(t)$ yra lygi nuliui, nes $u_\mathrm{C}(0) = 0$, ir, didėjant laikui $t > 0$, ši



2.9 pav. Įtampų $\boldsymbol{U}_R$ ir $\boldsymbol{U}_C$ atitinkamai *RC*– grandinės varžoje *R* ir kondensatoriuje *C* pereinamosios charakteristikos $u_R\,(t)$ ir $u_C\,(t)$, kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}$ yra vienetinis įtampos šuolis $u\,(t) = U_o \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija

įtampa eksponentiškai didėja artėdama prie maksimalios – amplitudinės vertės U_o. Tai parodyta 2.9 pav. ištisine kreive $u_C\,(t)$.

Elektronikoje įprasta pereinamuosius procesus *RC*– grandinėje nusakyti laiko konstanta τ_{RC}. Šis laikas yra lygus atkarpai laiko ašyje *t* arba jai lygiagrečioje asimptotėje (brūkšninė linija 2.9 pav.), kurią atkerta liestinės tiesė (brūkšninė-taškinė linija 2.9 pav.), nubrėžta kreivės $u_{R,C}\,(t)$ pradiniame taške $t = 0$. Iš čia randame laiko konstantos τ_{RC} išraišką, pavyzdžiui, kai turime įtampą $u_R\,(t)$ (2.31):

$$\mathrm{d}\,u_R/\mathrm{d}\,t\,|_{t=0} = -U_o/(R\cdot C) = -\,\mathrm{tg}\,\varphi = -U_o/\tau_{RC},$$

ir iš čia gauname žinomą *RC*– grandinės laiko konstantos τ_{RC} išraišką:

$$\tau_{RC} = R\cdot C. \tag{2.33}$$

Iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog, išdiferencijavę įtampos $\boldsymbol{U}_C$ kondensatoriuje C abi išraiškos puses, gauname:

$$\mathrm{d}\boldsymbol{U}_C/\mathrm{d}\,t = \boldsymbol{I}/C \qquad \Longrightarrow \qquad \boldsymbol{I} = C\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{U}_C/\mathrm{d}\,t). \tag{2.33a}$$

Gautą srovės $\boldsymbol{I}$ išraišką (2.33a) įstatome į įtampos $\boldsymbol{U}_R$ išraišką (2.14) ir randame:

$$\boldsymbol{U}_R = R\cdot C\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{U}_C/\mathrm{d}\,t) = \tau_{RC}\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{U}_C/\mathrm{d}\,t) \cong \tau_{RC}\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\,t),\ \text{kai}\ t >> \tau_{RC}, \tag{2.34}$$

čia apytikslės lygybės ženklas yra parašytas *RC*– grandinės atveju, nes, tenkinant sąlygą $t >> \tau_{RC}$, įtampa $\boldsymbol{U}_C \cong \boldsymbol{U}$ – poveikio įtampa (2.7 pav.).

Taigi, iš gautos išraiškos (2.34) matome, jog 2.7 pav., a, parodytos *RC*– grandinės išėjime reakcijos įtampa $\boldsymbol{U}_R$ yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ išvestinei. Todėl ši grandinė yra vadinama *diferencijuojančiąja RC– grandine.*

Analogiškai, iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, kad į įtampos $\boldsymbol{U}_C$ kondensatoriuje C išraišką įstatę srovės $\boldsymbol{I}$ išraišką iš įtampos $\boldsymbol{U}_R$ rezistoriuje išraiškos, randame:

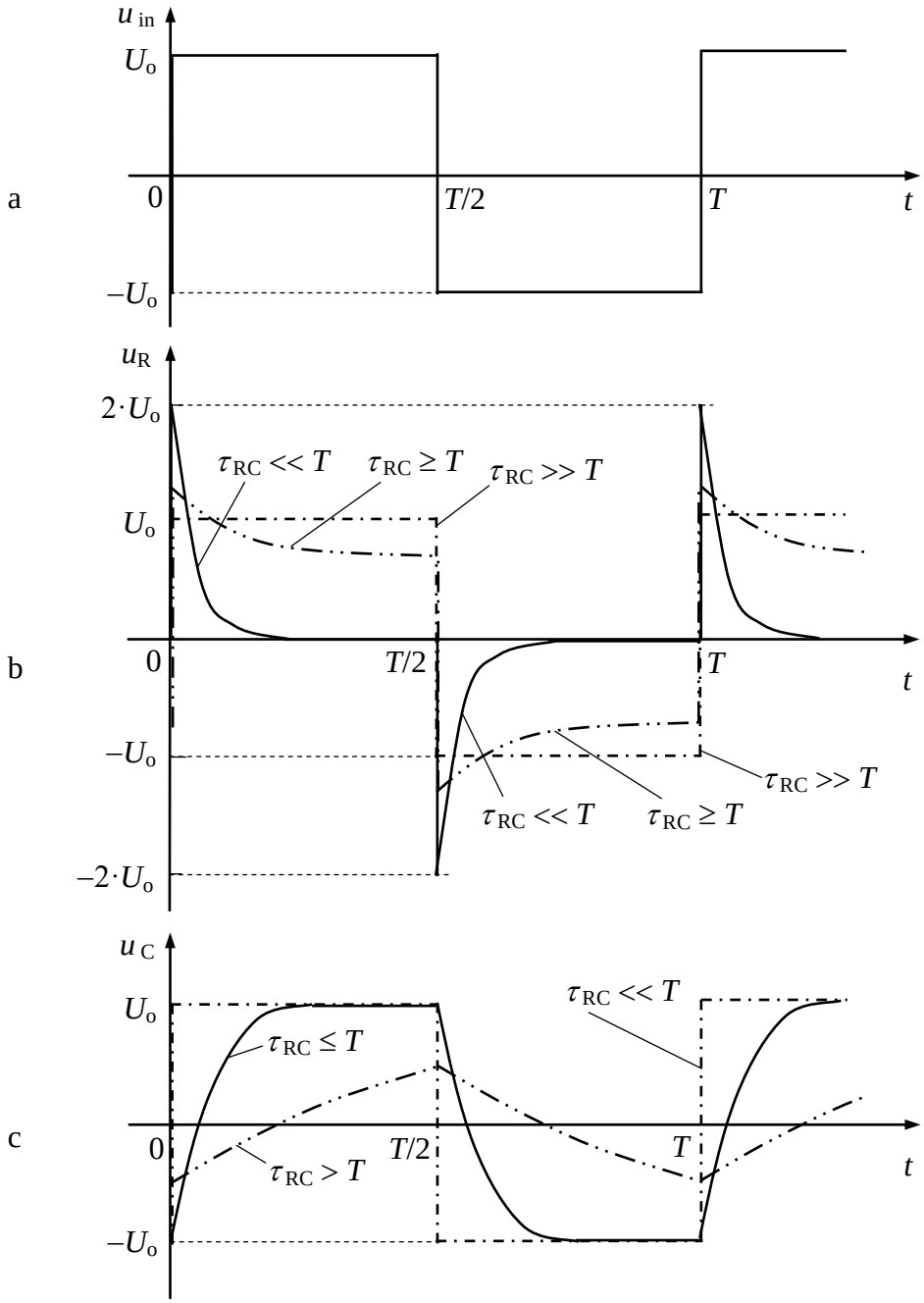
$$\boldsymbol{U}_C = (R\cdot C)^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}_R\cdot\mathrm{d}\,t = \tau_{RC}^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}_R\cdot\mathrm{d}\,t \cong \tau_{RC}^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}\cdot\mathrm{d}\,t,\ \text{kai}\ t << \tau_{RC}, \tag{2.35}$$

čia apytikslės lygybės ženklas yra parašytas *RC*– grandinės atveju, nes, tenkinant sąlygą $t << \tau_{RC}$, įtampa $\boldsymbol{U}_R \cong \boldsymbol{U}$ – poveikio įtampa (2.7 pav.).

Taigi, iš gautos išraiškos (2.35) matome, jog 2.7 pav., b, parodytos *RC*– grandinės išėjime reakcijos įtampa $\boldsymbol{U}_C$ yra proporcinga įėjimo poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ integralui. Todėl ši grandinė yra vadinama *integruojančiąja RC– grandine.*

Elektronikoje *RC*– grandinė yra plačiai taikoma impulsų pavidalo poveikio signalus $u_{\text{in}}\,(t)$ keičiant į kito pavidalo impulsinius reakcijos signalus $u_{\text{iš}}\,(t)$. Pavyzdžiui, vienetinių įtampos šuolių periodinė seka turi impulsinio poveikio signalo $u_{\text{in}}\,(t)$ pavidalą, ir tai yra

parodyta 2.10 pav., a.



2.10 pav. Įtampų $u_R(t)$ ir $u_C(t)$ laikinės diagramos diferencijuojamosios (b) ir integruojamosios (c) *RC*– grandinių išėjimuose $U_{iš}$, kai tų grandinių laiko konstanta τ_{RC} yra skirtinga poveikio signalo $u(t)$ (a) periodo T atžvilgiu

2.10 pav., a, parodytas signalas yra vadinamas *meandru*, nes jo *retis* $\chi = T/\Delta t_i = (t_3 - t_1)/(t_2 - t_1) = 2$. Esant šiam poveikiui, 2.10 pav., b ir c, parodytos reakcijų laikinės diagramos $u_R(t)$ ir $u_C(t)$ atitinkamai diferencijuojančiosios (2.7 pav., a) ir integruojančiosios (2.7 pav., b) *RC*– grandinių išėjimuose $U_{iš}$, kai tų grandinių laiko konstanta τ_{RC} yra skirtinga poveikio signalo $u_{in}(t)$ periodo T atžvilgiu.

Iš 2.10 pav. pateiktų laikinių diagramų matome, kad diferencijuojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ (2.10 pav., b) įtampa $u_R(t)$ yra trumpų bipoliarinių – skirtingo poliškumo impulsų pavidalo, kai yra tenkinama sąlyga $\tau_{RC} << T$. Ši diferencijuojančiosios *RC*– grandinės savybė yra dažnai taikoma formuojant trumpus impulsinius signalus, kurių trukmė Δt_s formuojamų impulsų amplitudės $0{,}5\cdot U_{o\,R} \Rightarrow 50$ %

lygiu yra artima poveikio signalo $u_{\text{in}}(t)$ impulsų fronto trukmei t_{r} ir išjungimo trukmei t_{f} (2.10 pav., a, yra laikoma, jog impulsų fronto ir išjungimo trukmės $t_{\text{r, f}} \approx 0$).

Kai $\tau_{\text{RC}} > T$ ir toliau didėja, diferencijuojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}} \Rightarrow R$ (2.10 pav., b) įtampa $u_{\text{R}}(t) \Rightarrow u(t)$ – tampa tokia pat, kaip ir poveikio signalo įtampa $u_{\text{in}}(t)$ (2.10 pav., a). Čia reikia pasakyti, jog, kad ir kokia būtų τ_{RC} vertė, diferencijuojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}} \Rightarrow R$ (2.10 pav., b) reakcijos įtampos $u_{\text{R}}(t)$ amplitudė $U_{\text{o R}}$ visada lygi poveikio signalo $u_{\text{in}}(t)$ (2.10 pav. a) amplitudei $(2 \cdot U_{\text{o}})$ – turime tapatybę $U_{\text{o R}} \equiv 2 \cdot U_{\text{o}}$.

Iš 2.10 pav., c, matome, jog integruojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., b) išėjime $U_{\text{iš}} \Rightarrow C$ įtampa $u_{\text{C}}(t)$ yra trikampių impulsų pavidalo, kai yra tenkinama sąlyga $\tau_{\text{RC}} > T$. Čia reikia pasakyti, kad kuo stipriau yra tenkinama ši sąlyga, tuo labiau trikampių impulsų frontai savo pavidalu artėja prie tiesinės priklausomybės nuo *t*. Ši integruojančiosios *RC*– grandinės savybė yra dažnai naudojama formuojant tiesinės priklausomybės nuo laiko *t* signalus $u_{\text{C}}(t)$, kurių trukmė Δt yra lygi poveikio signalo $u_{\text{in}}(t)$ impulsų trukmei (meandro atveju $\Delta t = T/2$), ir tokie signalai yra vadinami *pjūklinės* įtampos arba srovės signalais.

Kai $\tau_{\text{RC}} < T$ ir toliau mažėja, integruojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., b) išėjime $U_{\text{iš}} \Rightarrow C$ (2.10 pav., c) įtampa $u_{\text{C}}(t) \Rightarrow u(t)$ – tampa tokia pat, kaip ir poveikio signalo įtampa $u_{\text{in}}(t)$ (2.10 pav., a). Čia reikia pasakyti, jog, kad ir kokia būtų τ_{RC} vertė, integruojančiosios *RC*– grandinės (2.7 pav., b) išėjime $U_{\text{iš}} \Rightarrow C$ (2.10 pav., c) reakcijos įtampos $u_{\text{C}}(t)$ amplitudė $U_{\text{o C}}$ negali būti didesnė už poveikio signalo $u_{\text{in}}(t)$ (2.10 pav., a) amplitudę $(2 \cdot U_{\text{o}})$ – turime nelygybę $U_{\text{o C}} \le 2 \cdot U_{\text{o}}$. Kai $\tau_{\text{RC}} \Rightarrow \infty$, įtampa $U_{\text{o C}} \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{\text{RC}} \Rightarrow 0$, įtampa $U_{\text{o C}} \Rightarrow 2 \cdot U_{\text{o}}$.

Anksčiau gautą nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.23), kuri aprašo srovę $\boldsymbol{I}$ abiejose 2.7 pav. parodytose *RC*– grandinėse, *išnagrinėsime harmoninio poveikio signalo* $\boldsymbol{U}$ *atveju*.

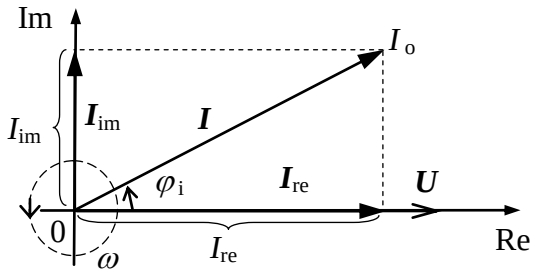
Laike *t* harmoniškai kintantį įtampos $\boldsymbol{U}$ signalą parašysime taip: $\boldsymbol{U} = U_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j} \cdot \varphi}$ (2.9), čia: U_{o} – amplitudė, $\varphi = \omega \cdot t$ – momentinė įtampos $\boldsymbol{U}$ fazė, kai įtampos $\boldsymbol{U}$ vektorius sukasi prieš laikrodžio rodyklę cikliniu dažniu ω (2.2 pav.). Įstatę poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ išraišką į nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.23), gauname reakcijos, šiuo atveju srovės $\boldsymbol{I}$ abiejose *RC*– grandinėse (2.7 pav.), nehomogeninę diferencialinę lygtį:

$$R \cdot (\text{d}\boldsymbol{I}/\text{d}t) + C^{-1} \cdot \boldsymbol{I} = \text{d}\boldsymbol{U}/\text{d}t = \text{j} \cdot \omega \cdot U_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j} \cdot \omega \cdot t}. \qquad (2.36)$$

Akivaizdu, kad tiesinės radiotechninės grandinės atveju reakcija $\boldsymbol{I}$ taip pat yra harmoninė funkcija. Todėl lygties (2.23) sprendinį $\boldsymbol{I}$ parašome tokiu pat pavidalu, kaip ir harmoninio poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atveju:

$$\boldsymbol{I} = I_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j} \cdot (\varphi + \varphi_{\text{i}})} = I_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j} \cdot (\omega \cdot t + \varphi_{\text{i}})}, \qquad (2.37)$$

čia: I_{o} – amplitudė; φ_{i} – srovės $\boldsymbol{I}$ fazė poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu, ir tai yra parodyta 2.11 pav.



2.11 pav. Radiotechninės grandinės šakoje harmoniškai kintančios srovės $\boldsymbol{I}$ pavaizdavimas kompleksinėje plokštumoje {Im, Re}

Iš 2.11 pav. matome, jog *RC*– grandinėje tekanti srovė $\boldsymbol{I}$ cikliniu dažniu ω sukasi kartu su poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ vektoriumi prieš laikrodžio rodyklę, išlaikydami pastovų tarpusavio orientacijos kampą φ_{i} – fazę.

Iš (2.36) ir (2.37) gauname:

$$\mathrm{j}\cdot\omega\cdot R\cdot I_\mathrm{o}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega\cdot t+\varphi_\mathrm{i})}+C^{-1}\cdot I_\mathrm{o}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega\cdot t+\varphi_\mathrm{i})}=\mathrm{j}\cdot\omega\cdot U_\mathrm{o}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t},$$

iš čia, padarę pakeitimą $\boldsymbol{I}=I_\mathrm{o}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi_\mathrm{i}}$, gauname:

$$\mathrm{j}\cdot\omega\cdot R\cdot\boldsymbol{I}+C^{-1}\cdot\boldsymbol{I}=\mathrm{j}\cdot\omega\cdot U_\mathrm{o},$$

ir iš čia randame harmoninės srovės $\boldsymbol{I}$ išraišką *RC*– grandinėje:

$$\boldsymbol{I}=\omega^2\cdot R\cdot C^2\cdot U_\mathrm{o}/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2+1)+\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C\cdot U_\mathrm{o}/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2+1). \quad (2.38)$$

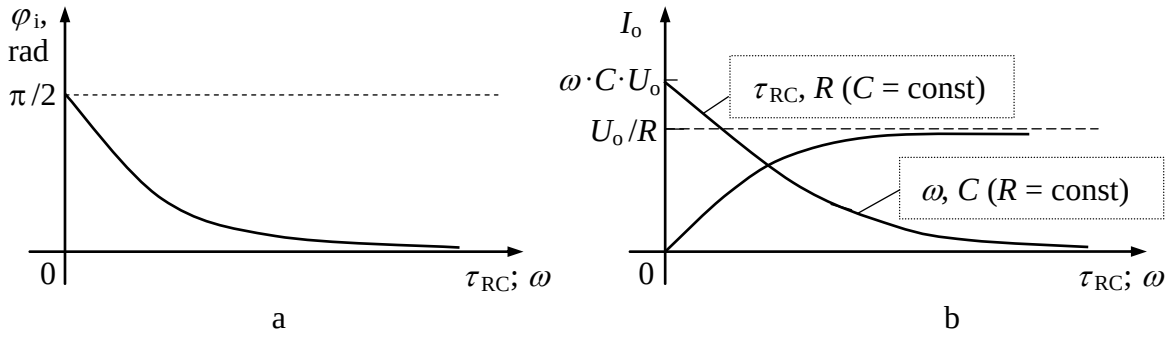
Pasinaudoję išraiškomis (2.10), iš (2.38) nesunkiai randame *RC*– grandinėje tekančios srovės $\boldsymbol{I}$ modulio $|\boldsymbol{I}|$ – amplitudės I_o išraišką:

$$I_\mathrm{o}=\omega\cdot C\cdot U_\mathrm{o}/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2+1)^{1/2}, \quad (2.39)$$

ir fazę φ_i, t. y. kampą tarp srovės $\boldsymbol{I}$ – reakcijos ir poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ (2.11 pav.):

$$\varphi_\mathrm{i}=\mathrm{arctg}\,[1/(\omega\cdot R\cdot C)]=\mathrm{arctg}\,[1/(\omega\cdot\tau_\mathrm{RC})]. \quad (2.40)$$

Iš (2.40) matome, jog *RC*– grandinėje tekanti srovė $\boldsymbol{I}$ *visada užskuba* poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu. Esant fiksuotam dažniui $\omega=$ const, kai $R\cdot C=\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow 0$, fazė $\varphi_\mathrm{i}\Rightarrow\pi/2$, o kai $\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow\infty$, fazė $\varphi_\mathrm{i}\Rightarrow 0$. Esant fiksuotai *RC*– grandinės laiko trukmės konstantai $\tau_\mathrm{RC}=$ const, kai $\omega\Rightarrow 0$, fazė $\varphi_\mathrm{i}\Rightarrow\pi/2$, o kai $\omega\Rightarrow\infty$, fazė $\varphi_\mathrm{i}\Rightarrow 0$. Vaizdumo dėlei šios priklausomybės parodytos 2.12 pav., a.



2.12 pav. *RC*– grandinėje tekančios harmoninės srovės $\boldsymbol{I}$ fazės φ_i (a) ir amplitudės I_o (b) priklausomybės nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_RC, esant įėjimė U_in harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U}=U_\mathrm{o}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi}$

Iš (2.39) matome: *RC*– grandinėje tekančios srovės $\boldsymbol{I}$ amplitudė I_o priklauso nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_RC. Esant fiksuotam dažniui $\omega=$ const, kai $(R\cdot C)=\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow 0$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow\omega\cdot C\cdot U_\mathrm{o}$, o kai $\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow\infty$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow 0$. Tačiau čia reikia atkreipti dėmesį į tai, kad $\tau_\mathrm{RC}=R\cdot C$, t. y. turime priklausomybę nuo dviejų dydžių – R ir C. Todėl ribinės τ_RC vertės 0 arba ∞ gali būti pasiekiamos skirtingai, o būtent, kai R kinta nuo 0 iki ∞, esant $C=$ const, arba kai C kinta nuo 0 iki ∞, esant $R=$ const. Iš čia kyla, jog išraišką (2.39) reikia perrašyti taip, kad būtų akivaizdi R ir C įtaka srovės $\boldsymbol{I}$ amplitudės I_o vertei:

$$I_\mathrm{o}=U_\mathrm{o}/[R^2+1/(\omega^2\cdot C^2)]^{1/2}, \quad (2.41)$$

ir iš čia matome: esant $C=$ const, kai $R\Rightarrow 0\Rightarrow\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow 0$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow\omega\cdot C\cdot U_\mathrm{o}$, o kai $R\Rightarrow\infty\Rightarrow\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow\infty$, vertė $I_\mathrm{o}\Rightarrow 0$, priklausomybė I_o čia tokia pati, kaip ir nuo τ_RC.

Kai turime kitą sąlygą – $R=$ const, iš (2.41) gauname: kai $C\Rightarrow 0\Rightarrow\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow 0$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow 0$, o kai $C\Rightarrow\infty\Rightarrow\tau_\mathrm{RC}\Rightarrow\infty$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow U_\mathrm{o}/R$, priklausomybė I_o čia jau kitokia. Iš (2.41) taip pat kyla akivaizdi srovės $\boldsymbol{I}$ amplitudės I_o priklausomybė nuo dažnio ω. Esant fiksuotai *RC*– grandinės laiko konstantai $\tau_\mathrm{RC}=$ const, kai $\omega\Rightarrow 0$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow 0$, o kai $\omega\Rightarrow\infty$, amplitudė $I_\mathrm{o}\Rightarrow U_\mathrm{o}/R$, t. y. turime analogišką I_o priklausomybę, kai

R = const ir kinta C. Kad būtų aiškiau, šios I_o priklausomybės taip pat yra parodytos 2.12 pav., b. Iš srovės $\boldsymbol{I}$ išraiškos RC– grandinėje (2.38) nesunkiai randame įtampos $\boldsymbol{U}_R$ priklausomybę nuo dažnio ω diferencijuojamosios RC– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ (2.7 pav. a):

$$\boldsymbol{U}_R = \boldsymbol{I}\cdot R = \omega^2\cdot R^2\cdot C^2\cdot U_o/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2 + 1) + j\cdot[\omega\cdot R\cdot C\cdot U_o/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2 + 1)] =$$

$$= U_o/(1 + 1/\omega^2\cdot R^2\cdot C^2) + j\cdot\{U_o/[\omega\cdot R\cdot C + 1/(\omega\cdot R\cdot C)]\}. \quad (2.42)$$

Iš čia, jau žinomu būdu, randame įtampos $\boldsymbol{U}_R$ amplitudės $U_{o\,R}$ priklausomybę nuo ω:

$$U_{o\,R} = \omega\cdot R\cdot C\cdot U_o/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2 + 1)^{1/2} = U_o/[1 + (\omega\cdot\tau_{RC})^{-2}]^{1/2}, \quad (2.43)$$

ir įtampos $\boldsymbol{U}_R$ fazę $\varphi_{u\,R}(\omega)$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{u\,R} = \text{arctg}\,[1/(\omega\cdot R\cdot C)] = \text{arctg}\,[1/(\omega\cdot\tau_{RC})]. \quad (2.44)$$

Palyginę gautas išraiškas (2.43) ir (2.44) su atitinkamomis išraiškomis (2.39) ir (2.40), matome, jog RC– grandinėje įtampos $\boldsymbol{U}_R$ fazė $\varphi_{u\,R}$ sutampa su srovės $\boldsymbol{I}$ faze φ_i ($\varphi_{u\,R} = \varphi_i$), o amplitudė $U_{o\,R}$ yra randama iš Omo dėsnio grandinės daliai: $U_{o\,R} = I_o\cdot R$ ((2.41) $\Rightarrow$ (2.43)). Taip pat iš (2.44) galima daryti išvadą: diferencijuojančiosios RC– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ įtampa $\boldsymbol{U}_R$ *visada užskuba* poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu.

Analogiškai iš srovės $\boldsymbol{I}$ išraiškos RC– grandinėje (2.38) nesunkiai randame įtampos $\boldsymbol{U}_C$ priklausomybę nuo dažnio ω integruojančiosios RC– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow C$ (2.7 pav., b):

$$\boldsymbol{U}_C = \boldsymbol{I}\cdot\boldsymbol{Z}_C = U_o/(\omega^2\cdot R^2\cdot C^2 + 1) - j\cdot\{\omega\cdot R\cdot C\cdot U_o/[(\omega\cdot\tau_{RC})^2 + 1]\}. \quad (2.45)$$

Iš čia, jau žinomu būdu, randame įtampos $\boldsymbol{U}_C$ amplitudės $U_{o\,C}$ priklausomybę nuo ω:

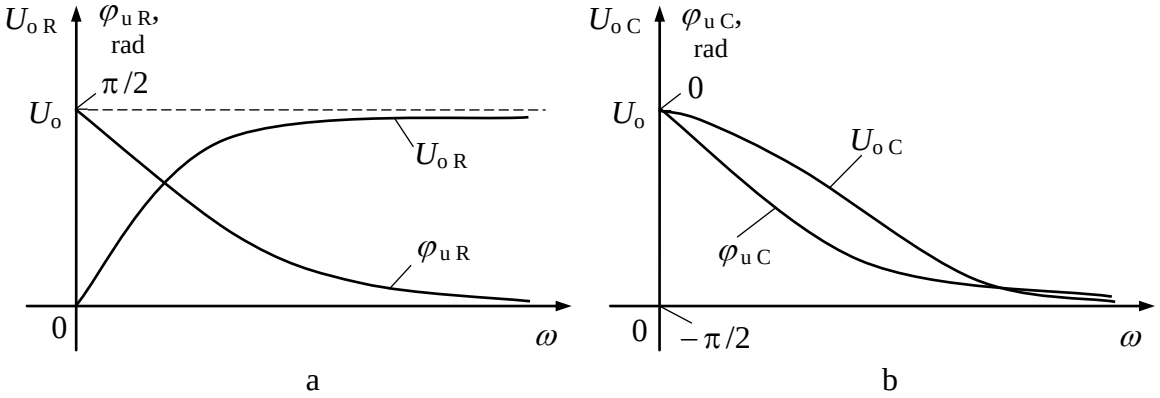
$$U_{o\,C} = U_o/(\omega^2\,R^2\,C^2 + 1)^{1/2} = U_o/[(\omega\cdot\tau_{RC})^2 + 1]^{1/2}, \quad (2.46)$$

ir įtampos $\boldsymbol{U}_C$ fazę $\varphi_{u\,C}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{u\,C} = -\,\text{arctg}\,(\omega\cdot R\cdot C) = -\,\text{arctg}\,(\omega\cdot\tau_{RC}). \quad (2.47)$$

Iš čia matome: integruojančiosios RC– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow C$ įtampa $\boldsymbol{U}_C$ *visada atsilieka* poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu.

Gautos priklausomybės (2.43), (2.44), (2.46) ir (2.47) vaizdumo dėlei parodytos 2.13 pav., a – diferencijuojančiosios ir b – integruojančiosios RC– grandinių atvejais.



2.13 pav. Įtampų $\boldsymbol{U}_R$ ir $\boldsymbol{U}_C$ atitinkamai amplitudžių $U_{o\,R}$ ir $U_{o\,C}$ bei fazių $\varphi_{u\,R}$ ir $\varphi_{u\,C}$, priklausomybės nuo dažnio ω diferencijuojančiosios (a) ir integruojančiosios (b) RC– grandinių atitinkamose išėjimuose $U_{iš} \Rightarrow R$ ir C, esant harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U} = U_o\cdot e^{j\cdot\varphi}$

Radioelektronikoje yra įprasta radiotechnines grandines apibūdinti harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}$ arba (ir) harmoninės srovės $\boldsymbol{I}$ perdavimo kompleksiniais koeficientais atitinkamai $\boldsymbol{K}_u$ ir $\boldsymbol{K}_i$ – dažnio ω funkcijomis. Šie koeficientai nusako atitinkamos reakcijos signalo įtampos

$\boldsymbol{U}_{\text{rek}}$ arba srovės $\boldsymbol{I}_{\text{rek}}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ santykį su atitinkama poveikio signalo įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{pov}}$ arba srove $\boldsymbol{I}_{\text{pov}}$ įėjime U_{in}:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{rek}}/\boldsymbol{U}_{\text{pov}}, \qquad \boldsymbol{K}_{\text{i}} = \boldsymbol{I}_{\text{rek}}/\boldsymbol{I}_{\text{pov}}. \tag{2.48}$$

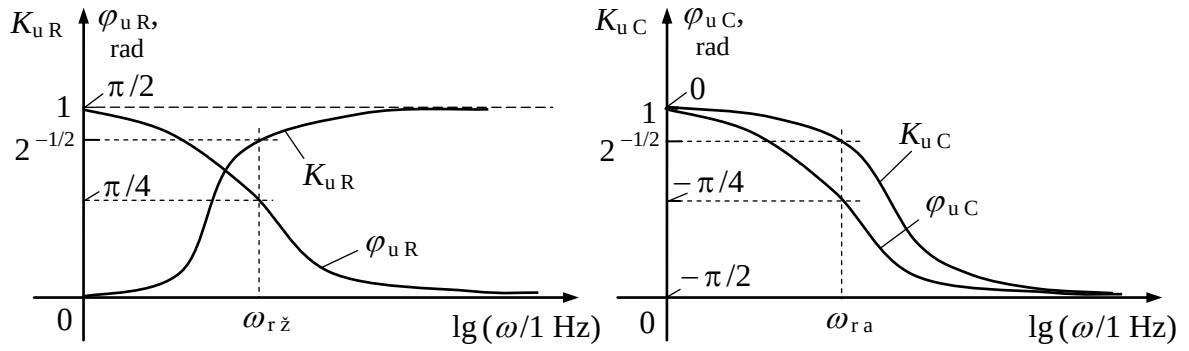
Iš (2.43) ir (2.46) bei (2.48) betarpiškai kyla diferencijuojančiosios, bei integruojančiosios *RC*– grandinių įtampos perdavimo koeficientų atitinkamai $\boldsymbol{K}_{\text{u R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{u C}}$ modulių $K_{\text{u R}}$ ir $K_{\text{u C}}$ dažninių ω priklausomybių $K_{\text{u R}}(\omega)$ ir $K_{\text{u C}}(\omega)$ išraiškos:

$$K_{\text{u R}}(\omega) = U_{\text{o R}}/U_{\text{o}} = 1/[1 + 1/(\omega\cdot R\cdot C)^2]^{1/2} = 1/[1 + (\omega\cdot\tau_{\text{RC}})^{-2}]^{1/2} \le 1, \tag{2.49}$$

$$K_{\text{u C}}(\omega) = U_{\text{o C}}/U_{\text{o}} = 1/[1 + (\omega\cdot R\cdot C)^2]^{1/2} = 1/[1 + (\omega\cdot\tau_{\text{RC}})^2)^{1/2} \le 1, \tag{2.50}$$

ir šios priklausomybės yra vadinamos *dažninėmis charakteristikomis*.

Akivaizdu, kad perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{u C}}$ atitinkamų fazinių charakteristikų $\varphi_{\text{u R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{u C}}(\omega)$ išraiškos yra tokios pat, kaip ir atitinkamų išraiškų (2.44) ir (2.47). Iš čia galima padaryti išvadą: perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{u C}}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{\text{u R}}(\omega)$ ir $K_{\text{u C}}(\omega)$ bei fazinių charakteristikų $\varphi_{\text{u R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{u C}}(\omega)$ grafikai atitinka 2.13 pav., a ir b, parodytas dažnines diagramas. Kita vertus, radioelektronikoje dažninėse diagramose dažnis ω paprastai atidedamas normuotoje logaritminėje skalėje, pavyzdžiui, taip – $\lg(\omega/1\ \text{Hz})$. Taikant šį principą, perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{u C}}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{\text{u R}}(\omega)$ ir $K_{\text{u C}}(\omega)$, bei fazinių charakteristikų $\varphi_{\text{u R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{u C}}(\omega)$, grafikai parodyti 2.14 pav., atitinkamai a ir b.



a b

2.14 pav. Diferencijuojančiosios (a) ir integruojančiosios (b) *RC*– grandinių perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{u C}}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K_{\text{u R}}(\omega)$ ir $K_{\text{u C}}(\omega)$, bei fazinių charakteristikų $\varphi_{\text{u R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{u C}}(\omega)$, grafikai, parodyti normuotu logaritminiu dažnio $\omega/1$ Hz masteliu (čia $\omega \ge 1$ Hz)

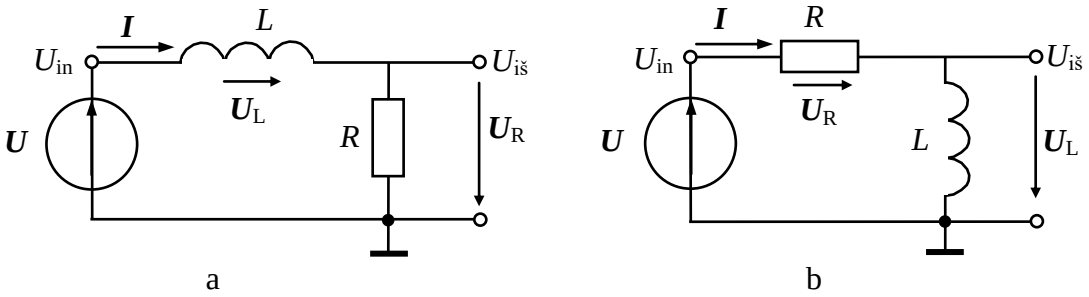
Iš grafikų 2.13 pav. ir 2.14 pav. matyti, kad *RC*– grandinės veikia kaip dažnių filtras, t. y. praleidžia tik tam tikrą dažnių juostą $\Delta\omega$. Diferencijuojančioji *RC*– grandinė (2.7 pav., a) praleidžia aukštus dažnius (2.14 pav., a), ir todėl yra vadinama *aukštųjų dažnių filtru*, o integruojančioji *RC*– grandinė (2.7 pav., b) praleidžia žemus dažnius (2.14 pav., b), ir todėl yra vadinama *žemųjų dažnių filtru*. Praleidžiamų dažnių juostos plotį $\Delta\omega$ įprasta apibūdinti *ribiniu dažniu* ω_{r} – dažnis, kuriam esant atitinkamas koeficientas $K_{\text{u R, C}}(\omega)\big|_{\omega=\omega_{\text{r}}} = 1/\sqrt{2} \cong$ $\cong 0{,}71$. Iš čia ir (2.49), bei (2.50), randame *RC*– grandinių (2.7 pav.) ribinį dažnį ω_{r}:

$$2^{-1/2} = [1 + (\omega_{\text{r}}\cdot\tau_{\text{RC}})^{-2}]^{-1/2},\ 2^{-1/2} = [1 + (\omega_{\text{r}}\cdot\tau_{\text{RC}})^2]^{-1/2},\ \Longrightarrow \omega_{\text{r}} = 1/\tau_{\text{RC}}. \tag{2.51}$$

Iš (2.44) ir (2.47) matome, jog esant sąlygai $\omega = \omega_{\text{r}}$, atitinkamų *RC*– grandinių fazės yra: $\varphi_{\text{R}} = \text{arctg}(\omega_{\text{r}}\cdot\tau_{\text{RC}})^{-1} = \text{arctg}\,1 = 45^{\text{o}} = \pi/4$ ir $\varphi_{\text{C}} = -\text{arctg}(\omega_{\text{r}}\cdot\tau_{\text{RC}}) = -45^{\text{o}} = -\pi/4$ (2.14 pav.). Kita vertus, iš 2.14 pav., a, matyti, kad aukštųjų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_{\text{R}}$ nėra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje, todėl $\Delta\omega_{\text{R}} \Rightarrow \infty$. O žemųjų

dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_C$ yra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje (2.14 pav., b), todėl $\Delta\omega_C = \omega_r$. Elektronikoje ribiniai dažniai yra skirstomi į *žemąjį ribinį dažnį* $\omega_{r\,ž}$ ir *aukštąjį ribinį dažnį* $\omega_{r\,a}$. Šiuo atveju dažnių filtro praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvarinių) dažnių juostos plotis $\Delta\omega = \omega_{ra} - \omega_{rž}$.

RL– grandinės yra sudarytos iš nuosekliai sujungtų *R* ir *L* elementų taip, kaip tai yra parodyta 2.15 pav., ir šios grandinės taip pat yra plačiai taikomos elektronikoje.



2.15 pav. *RL*– grandinės: a – integruojančioji, b – diferencijuojančioji

Išnagrinėsime *RL*– grandinių savybes klasikiniu metodu.

Akivaizdu, jog abiems 2.15 pav. parodytoms *RL*– grandinėms taikydami Kirchhofo taisykles (2.7), (2.11) ir (2.13), gauname anksčiau pateiktų lygčių (2.17) arba (2.18) pavidalo lygtį, kurią galima parašyti taip:

$$L\cdot(\mathrm{d}^2\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t^2) + R\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t) = \mathrm{d}\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\,t, \tag{2.52}$$

čia: $\boldsymbol{I}$ – srovė, tekanti *RL*– grandinės elementais.

Gautos nehomogeninės diferencialinės lygties (2.52) sprendinys $\boldsymbol{I}$ yra sudarytas iš dalinio sprendinio $\boldsymbol{I}_1$ ir laisvųjų svyravimų sprendinio $\boldsymbol{I}_0$, kai $\mathrm{d}\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\,t = 0$ (2.19), todėl:

$$\boldsymbol{I} = \boldsymbol{I}_0 + \boldsymbol{I}_1. \tag{2.53}$$

Tiesinės homogeninės diferencialinės lygties (2.52) laisvųjų svyravimų sprendinį $\boldsymbol{I}_0$ parašome tokiu pavidalu (2.21):

$$\boldsymbol{I}_0(t) = a_1\cdot \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_1\cdot t}, \tag{2.54}$$

čia priklausančią nuo pradinių sąlygų konstantą a_1 surasime vėliau, o eksponentės laipsnio rodiklį $\boldsymbol{p}_1$ randame iš charakteringosios lygties (2.22), kurią parašome taip:

$$L\cdot\boldsymbol{p}^2 + R\cdot\boldsymbol{p} = 0 \quad \Longrightarrow \quad \boldsymbol{p}_1 = -R/L, \quad \boldsymbol{p}_2 = 0. \tag{2.55}$$

Iš (2.54) ir (2.55) gauname:

$$\boldsymbol{I}_0(t) = a_1\cdot \mathrm{e}^{-t\cdot R/L}. \tag{2.56}$$

Dalinį sprendinį $\boldsymbol{I}_1$ surasime tarę, kad įėjime U_{in} poveikio $\boldsymbol{U}$ funkcija nuo laiko *t* yra vienetinis įtampos šuolis $u(t) = U_o\cdot 1(t)$ – *Hevisaido funkcija*. Iš čia ir (2.52), analogiškai išraiškai (2.20), gauname tapatybę 0 = 0, iš kurios negalime rasti $\boldsymbol{I}_1$. Todėl dalinį sprendinį $\boldsymbol{I}_1$ surasime iš akivaizdžios kraštinės sąlygos: kai $t \Rightarrow \infty$, *RL*– grandinėje nusistovi nuolatinė srovė I_o, kurios vertė kyla iš Omo dėsnio visai grandinei:

$$I_o = U_o/R, \qquad \text{kai } t >> 0. \tag{2.57}$$

Iš čia matome, jog dalinis sprendinys $\boldsymbol{I}_1$ yra:

$$\boldsymbol{I}_1 = I_o = U_o/R. \tag{2.57a}$$

Konstantą a_1 randame iš (2.56) ir (2.53), esant kraštinei sąlygai pradiniu laiko *t* momentu, kai $t = 0$, srovė $\boldsymbol{I}(0) = 0$, nes įėjime U_{in} visa poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ šaltinio

generuojama įtampa $u\,(t)$ yra ritėje L, ir todėl $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}} = u\,(0) = U_{\mathrm{o}}$, o įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}} = 0$. Iš čia gauname:

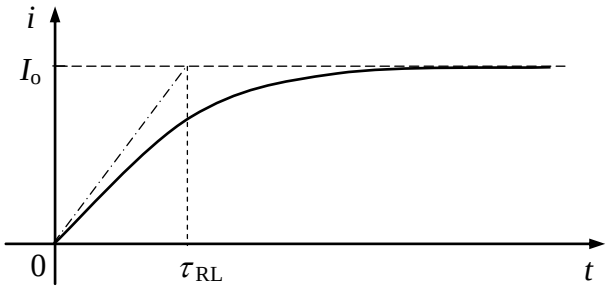
$$0 = a_1 + I_{\mathrm{o}}, \qquad \Longrightarrow \qquad a_1 = -I_{\mathrm{o}}. \tag{2.58}$$

Gautas dalinio sprendinio $\boldsymbol{I}_1$ (2.57a) ir konstantos a_1 (2.58) vertes įstatome į išraišką (2.53) ir randame nehomogeninės lygties (2.52) sprendinį $\boldsymbol{I}$:

$$\boldsymbol{I} = (U_{\mathrm{o}}/R)\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t\cdot R/L}) = I_{\mathrm{o}}\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t\cdot R/L}) \equiv i\,(t), \tag{2.59}$$

čia: I_{o} – nusistovėjusi pastovioji srovė *RL*– grandinėje, kai $t \Rightarrow \infty$.

Iš gautos išraiškos (2.59) matome, kad *RL*– grandinės įėjime U_{in} (2.15 pav.) paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $u\,(t) = U_{\mathrm{o}}\cdot 1(t)$, *RL*– grandinėje teka srovė $i\,(t)$, kuri pradiniu laiko momentu $t = 0$ yra lygi nuliui: $i\,(0) = 0$, ir, didėjant laikui $t > 0$, srovė $i\,(t)$ eksponentiškai didėja, artėdama prie didžiausios (maksimalios) vertės $I_{\mathrm{o}} = U_{\mathrm{o}}/R$, tai parodyta 2.16 pav.



2.16 pav. Srovės $\boldsymbol{I}$ pereinamoji charakteristika $i\,(t)$ *RL*– grandinėje, kai įėjime U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}$ yra vienetinis įtampos šuolis $u_{\mathrm{in}}\,(t) = U_{\mathrm{o}}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija

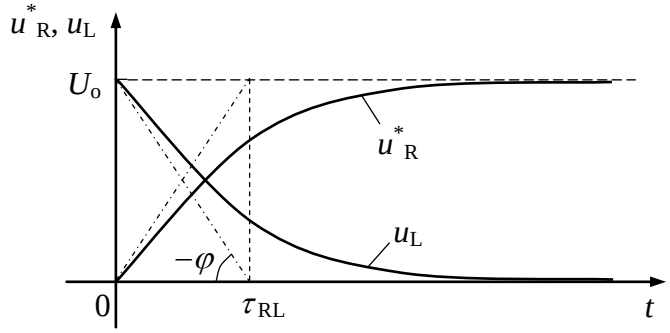
Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai, randame įtampą $\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{R}}$ rezistoriuje R (2.15 pav., a) ir įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ ritėje L (2.15 pav., b):

$$\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{R}} = \boldsymbol{I}\cdot R = U_{\mathrm{o}}\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t\cdot R/L}) = u^*_{\mathrm{R}}\,(t), \tag{2.60}$$

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}} = L\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t) = U_{\mathrm{o}}\cdot\mathrm{e}^{-t\cdot R/L} = u_{\mathrm{L}}\,(t), \tag{2.61}$$

čia pasinaudojome išraiška (2.59).

Iš gautų išraiškų (2.60) ir (2.61) matome, jog *RL*– grandinės rezistoriuje R įtampa $u^*_{\mathrm{R}}\,(t)$ pradiniu laiko momentu $t = 0$ yra lygi nuliui: $u^*_{\mathrm{R}}\,(0) = 0$, ir, didėjant laikui $t > 0$, ši įtampa eksponentiškai didėja artėdama prie didžiausios vertės U_{o} ($u^*_{\mathrm{R}}\,(\infty) = U_{\mathrm{o}}$). Tai parodyta 2.17 pav. ištisine kreive $u^*_{\mathrm{R}}\,(t)$. *RL*– grandinės ritėje L įtampa $u_{\mathrm{L}}\,(t)$ pradiniu laiko momentu $t = 0$ yra didžiausia: $u_{\mathrm{L}}\,(0) = U_{\mathrm{o}}$, ir, didėjant laikui $t > 0$, ši įtampa eksponentiškai mažėja artėdama prie nulio: $u_{\mathrm{L}}\,(\infty) = 0$, o tai yra parodyta 2.17 pav. ištisine kreivė $u_{\mathrm{L}}\,(t)$, kuri kinta priešingai įtampai $u^*_{\mathrm{R}}\,(t)$.



2.17 pav. Įtampų $u^*_{\mathrm{R}}\,(t)$ ir $u_{\mathrm{L}}\,(t)$ pereinamosios charakteristikos *RL*– grandinės atitinkamai varžoje R ir ritėje L

Elektronikoje įprasta pereinamuosius procesus *RL*– grandinėje taip pat apibūdinti laiko konstanta τ_{RL}. Ši trukmė yra lygi laiko atkarpai ašyje *t* arba jai lygiagrečioje asimptotėje (brūkšninė linija 2.17 pav.), kurią atkerta liestinės tiesė (brūkšninė-taškinė linija 2.17 pav.), nubrėžta eksponentinės kreivės $u_{\mathrm{R,\,L}}(t)$ taške $t = 0$. Iš čia randame laiko konstantos τ_{RL} išraišką, pavyzdžiui, įtampos $u_{\mathrm{L}}(t)$ (2.61) atveju:

$$\mathrm{d}u_{\mathrm{L}}/\mathrm{d}\,t\,|_{t=0} = -\,U_{\mathrm{o}}\cdot R/L = -\,\mathrm{tg}\,\varphi = -\,U_{\mathrm{o}}/\tau_{\mathrm{RL}}, \qquad (2.62)$$

ir iš čia matome žinomą *RL*– grandinės laiko konstantos τ_{RL} išraišką: $\tau_{\mathrm{RL}} = L/R$.

Iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, kad, išdiferencijavę įtampos $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}$ rezistoriuje *R* išraiškos abi puses ir iš čia gautą srovės $\boldsymbol{I}$ išvestinę $\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t = R^{-1}\cdot(\mathrm{d}\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}/\mathrm{d}\,t)$ įstatę į įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ išraišką (2.14), gauname:

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}} = (L/R)\cdot(\mathrm{d}\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}/\mathrm{d}\,t) = \tau_{\mathrm{RL}}\cdot(\mathrm{d}\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}/\mathrm{d}\,t) \cong \tau_{\mathrm{RL}}\cdot(\mathrm{d}\boldsymbol{U}/\mathrm{d}\,t),\ \text{kai}\ t >> \tau_{\mathrm{RL}}, \qquad (2.62a)$$

čia apytikslės lygybės ženklas yra parašytas *RL*– grandinės atveju, nes, tenkinant sąlygą: $t >> \tau_{\mathrm{RL}}$, įtampa $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}} \cong \boldsymbol{U}$ – poveikio įtampa (2.15 pav.).

Taigi, iš gautos išraiškos (2.62a) matome, jog 2.15 pav., b, parodytos *RL*– grandinės išėjime *L* reakcijos įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ yra proporcinga įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ išvestinei. Todėl ši *RL*– grandinė yra vadinama *diferencijuojančiąją RL– grandine*.

Analogiškai, iš (2.14) pateiktų išraiškų matome, jog, suintegravę įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ ritėje *L* išraiškos abi puses ir iš čia gautą srovės $\boldsymbol{I}$ integralą $\boldsymbol{I} = L^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}\cdot\mathrm{d}\,t$ įstatę į įtampos $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}$ išraišką (2.14), gauname *RL*– grandinės (2.15 pav., a) reakcijos įtampos $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}$ rezistoriuje *R* išraišką:

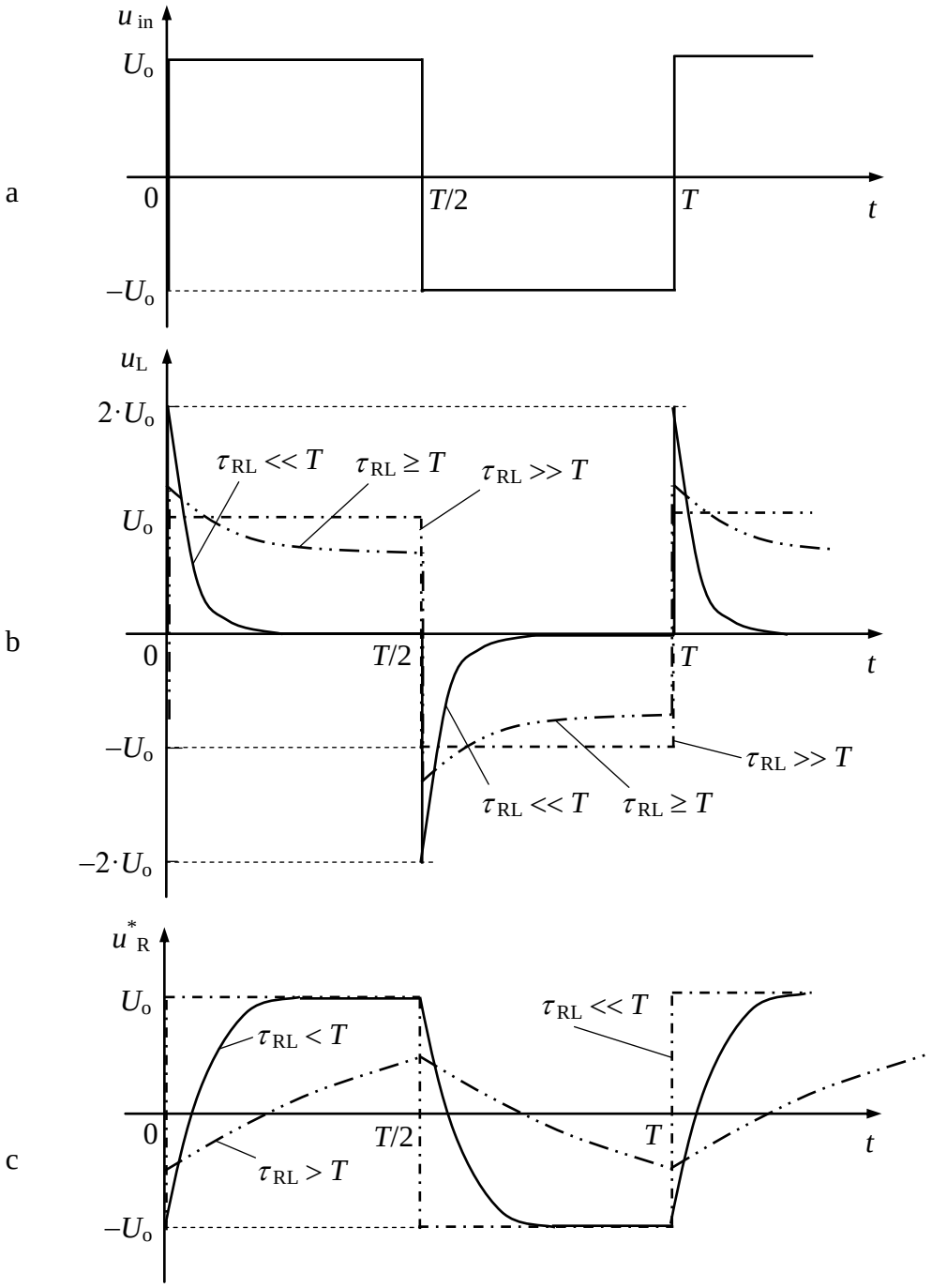
$$\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}} = (R/L)\cdot\int \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}(t)\cdot\mathrm{d}\,t = \tau_{\mathrm{RL}}^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}(t)\cdot\mathrm{d}\,t \cong \tau_{\mathrm{RL}}^{-1}\cdot\int \boldsymbol{U}(t)\cdot\mathrm{d}\,t,\ \text{kai}\ t << \tau_{\mathrm{RL}}, \qquad (2.63)$$

čia apytikslės lygybės ženklas yra parašytas *RL*– grandinės atveju, nes, tenkinant sąlygą: $t << \tau_{\mathrm{RL}}$, įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}} \cong \boldsymbol{U}$ – poveikio įtampa (2.15 pav.).

Taigi, iš gautos išraiškos (2.63) matome, jog 2.15 pav., a, parodytos *RL*– grandinės išėjime *R* reakcijos įtampa $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{R}}$ yra proporcinga įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ integralui. Todėl ši *RL*– grandinė yra vadinama *integruojančiąja RL– grandine*.

Elektronikoje *RL*– grandinė taip pat yra taikoma impulsų pavidalo poveikio signalus $u_{\mathrm{in}}(t)$ keičiant į kito pavidalo impulsinius reakcijos signalus $u_{\mathrm{iš}}(t)$. Pavyzdžiui, vienetinių įtampos šuolių periodinė seka turi impulsinio poveikio signalo pavidalą – *meandrą*, kuris yra parodytas 2.18 pav., a. Esant šiam $u_{\mathrm{in}}(t)$ poveikiui, 2.18 pav., b ir c, yra parodytos atitinkamų reakcijų išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ laikinės diagramos $u_{\mathrm{L,\,R}}(t)$ diferencijuojančiosios (2.15 pav., b) ir integruojančiosios (2.15 pav., a) atitinkamų *RL*– grandinių išėjimuose $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow L$ ir *R*, kai šių *RL*– grandinių laiko konstanta τ_{RL} yra skirtinga poveikio signalo $\boldsymbol{U}$ periodo *T* atžvilgiu. Iš pateiktų laikinių diagramų $u_{\mathrm{R,\,L}}(t)$ matome, jog diferencijuojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav. b) išėjime $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow L$ (2.18 pav., b) įtampa $u_{\mathrm{L}}(t)$ yra trumpų bipoliarinių – skirtingo poliškumo impulsų pavidalo, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{\mathrm{RL}} << T$. Ši diferencijuojančiosios *RL*– grandinės savybė yra taikoma formuojant trumpus impulsinius signalus, kurių trukmė Δt_{s} formuojamų impulsų amplitudės $(0{,}5\cdot U_{\mathrm{o\,L}}) \Rightarrow 50$ % lygyje yra artima poveikio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ impulsų frontų trukmėms $t_{\mathrm{r,\,f}}$ (2.18 pav., a, laikoma, kad $t_{\mathrm{r,\,f}} \approx 0$). Kai $\tau_{\mathrm{RL}} > T$ ir toliau didėja, diferencijuojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav., b) išėjime $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow L$ (2.18 pav., b) įtampa $u_{\mathrm{L}}(t) \Rightarrow u(t)$ – tampa tokia pat, kaip ir įėjimo U_{in} poveikio signalo įtampa $u_{\mathrm{in}}(t)$ (2.18 pav., a). Čia reikia pasakyti, jog, kad ir kokia būtų τ_{RL} vertė, diferencijuojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav., b) išėjime $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow L$ (2.18 pav., b) reakcijos įtampos $u_{\mathrm{L}}(t)$ amplitudė $U_{\mathrm{o\,L}}$ visada lygi U_{in} poveikio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ (2.18 pav., a) amplitudei $(2\cdot U_{\mathrm{o}}) = U_{\mathrm{o\,L}}$.

Iš 2.18 pav., c, matome: integruojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav., a) išėjime $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow$ $\Rightarrow R$ įtampa $u^{*}_{\mathrm{R}}(t)$ yra trikampių impulsų pavidalo, kai yra tenkinama sąlyga: $\tau_{\mathrm{RL}} > T$. Čia reikia pasakyti, kad kuo stipriau yra tenkinama ši sąlyga, tuo labiau trikampių impulsų frontai savo pavidalu artėja prie tiesinės priklausomybės nuo *t*. Ši integruojančiosios *RL*– grandinės



2.18 pav. Įtampų $u^*_R(t)$ ir $u_L(t)$ laikinės diagramos diferencijuojamosios (b) ir integruojamosios (c) *RL*– grandinių atitinkamose išėjimuose $U_{iš} \Rightarrow R$ ir L, kai šių *RL*– grandinių laiko konstanta τ_{RL} yra skirtinga įėjimo U_{in} poveikio signalo $u(t)$ (a) periodo T atžvilgiu

savybė yra naudojama formuojant tiesinės priklausomybės nuo laiko t signalus – *pjūklo pavidalo*, kurių trukmė Δt yra lygi įėjime U_{in} poveikio signalo $u_{in}(t)$ impulsų trukmei Δt_s (meandro atveju $\Delta t_s = T/2$). Kai $\tau_{RL} < T$ ir toliau mažėja, integruojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav., a) išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ (2.18 pav., c) įtampa $u^*_R(t)$ tampa tokia pati, kaip ir įėjime U_{in} poveikio signalo įtampa $u_{in}(t)$ (2.18 pav., a). Čia reikia pasakyti, kad, nepriklausomai nuo τ_{RL} vertės, integruojančiosios *RL*– grandinės (2.15 pav., a) išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ (2.18 pav., c) reakcijos įtampos $u^*_R(t)$ amplitudė $U^*_{o\,R}$ negali būti didesnė už įėjime U_{in} poveikio signalo $u_{in}(t)$ (2.18 pav., a) amplitudę $(2\cdot U_o)$ – turime nelygybę $U^*_{o\,R} \leq 2\cdot U_o$. Kai $\tau_{RL} \Rightarrow \infty$, amplitudė $U^*_{o\,R} \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $U^*_{o\,R} \Rightarrow 2\cdot U_o$.

Anksčiau gautą nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.52), kuri aprašo srovę ***I*** abiejose 2.15 pav. parodytose *RL*– grandinėse, *išnagrinėsime harmoninio poveikio signalo* ***U*** *atveju*. Šį harmoniškai laike *t* kintantį įtampos signalą ***U*** parašysime taip: $\boldsymbol{U} = u_{\text{in}}(t) = U_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\varphi}$ (2.9), čia: U_{o} – amplitudė; $\varphi = \omega \cdot t$ – momentinė įtampos ***U*** fazė, kai įtampos ***U*** vektorius sukasi prieš laikrodžio rodyklę cikliniu dažniu ω (2.2 pav.). Įstatę šią poveikio įtampos ***U*** išraišką į nehomogeninę diferencialinę lygtį (2.52), gauname reakcijos *RL*– grandinėje, šiuo atveju srovės ***I*** nehomogeninę diferencialinę lygtį:

$$L \cdot (\text{d}^2\boldsymbol{I}/\text{d}\,t^2) + R \cdot (\text{d}\,\boldsymbol{I}/\text{d}\,t) = \text{d}\boldsymbol{U}/\text{d}\,t = \text{j}\cdot\omega\cdot U_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t}. \qquad (2.64)$$

Akivaizdu, kad tiesinės radiotechninės grandinės atveju reakcija srovė ***I*** taip pat yra harmoninė funkcija. Todėl lygties (2.64) sprendinį ***I*** parašome tokiu pat pavidalu:

$$\boldsymbol{I} = I_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot(\varphi\,+\,\varphi^*_{\text{i}})} = I_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot(\omega\cdot t\,+\,\varphi^*_{\text{i}})}, \qquad (2.65)$$

čia: I_{o} – amplitudė; φ^*_{i} – srovės ***I*** fazė poveikio įtampos ***U*** atžvilgiu (2.11 pav.).

Iš (2.65) matome, jog *RL*– grandinėje tekanti srovė ***I*** cikliniu dažniu ω sukasi kartu su poveikio įtampos ***U*** vektoriumi prieš laikrodžio rodyklę, sudarydami tarpusavyje pastovų kampą φ^*_{i} – fazę.

Iš (2.64) ir (2.65) gauname:

$$-\omega^2\cdot L\cdot I_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot(\omega\cdot t\,+\,\varphi^*_{\text{i}})} + \text{j}\cdot\omega\cdot R\cdot I_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot(\omega\cdot t\,+\,\varphi^*_{\text{i}})} = \text{j}\cdot\omega\cdot U_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t},$$

iš čia, padarę pakeitimą $\boldsymbol{I} = I_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi^*_{\text{i}}}$, gauname:

$$-\omega\cdot L\cdot\boldsymbol{I} + \text{j}\cdot R\cdot\boldsymbol{I} = \text{j}\cdot U_{\text{o}},$$

ir iš čia randame harmoninės srovės ***I*** išraišką *RL*– grandinėje:

$$\boldsymbol{I} = R\cdot U_{\text{o}}/(R^2 + \omega^2\cdot L^2) - \text{j}\cdot[\omega\cdot L\cdot U_{\text{o}}/(R^2 + \omega^2\cdot L^2)]. \qquad (2.66)$$

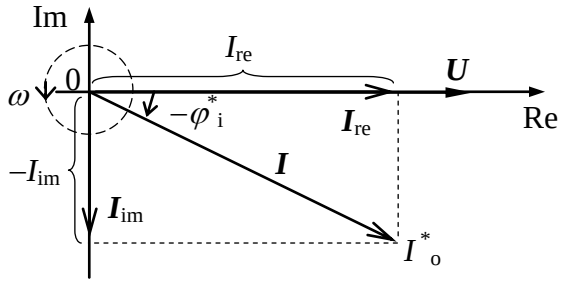
Pasinaudoję išraiškomis (2.10), iš (2.66) nesunkiai randame *RL*– grandinėje tekančios srovės ***I*** modulio (amplitudės) I^*_{o} išraišką:

$$I^*_{\text{o}} = U_{\text{o}}/(R^2 + \omega^2\cdot L^2)^{1/2} = U_{\text{o}}/[R\ (1 + \omega^2\cdot\tau_{\text{RL}}{}^2)^{1/2}], \qquad (2.67)$$

ir fazę φ^*_{i} – kampą tarp srovės ***I*** (reakcijos) ir poveikio įtampos ***U*** (2.11 pav.):

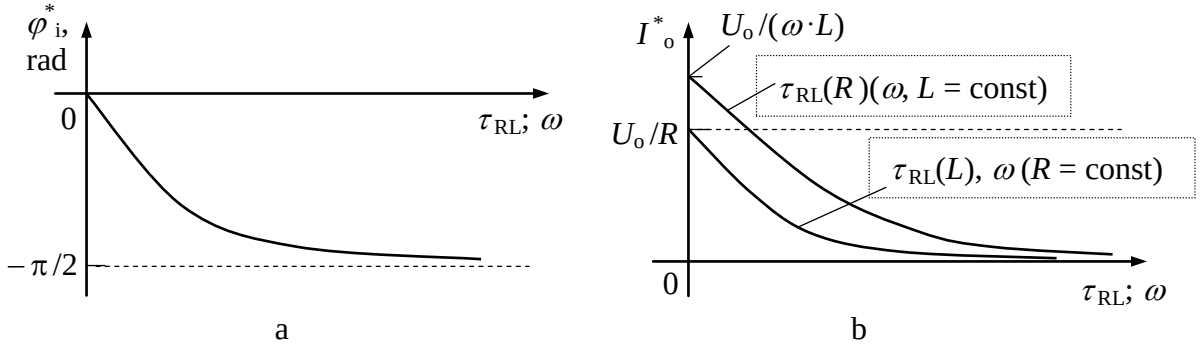
$$\varphi^*_{\text{i}} = -\,\text{arctg}\,(\omega\cdot L/R) = -\,\text{arctg}\,(\omega\cdot\tau_{\text{RL}}). \qquad (2.68)$$

Iš (2.68) matome, kad *RL*– grandinėje tekanti srovė ***I*** *visada atsilieka* poveikio įtampos ***U*** atžvilgiu. Todėl 2.11 pav. parodyta situacija *RC*– grandinės atveju netinka *RL*– grandinei – jos vektorinė diagrama yra parodyta 2.19 pav.



2.19 pav. *RL*– grandinėje tekančios srovės ***I*** vektorinė diagrama, esant įėjime U_{in} harmoniniam įtampos poveikiui $\boldsymbol{U} = U_{\text{o}}\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi}$

Esant fiksuotam dažniui $\omega = \text{const}$, kai $L/R = \tau_{\text{RL}} \Rightarrow 0$, fazė $\varphi^*_{\text{i}} \Rightarrow 0$, o kai $\tau_{\text{RL}} \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi^*_{\text{i}} \Rightarrow -\pi/2 = -90^{\text{o}}$. Esant fiksuotai *RL*– grandinės laiko konstantai $\tau_{\text{RL}} = \text{const}$, kai $\omega \Rightarrow 0$, fazė $\varphi^*_{\text{i}} \Rightarrow 0$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi^*_{\text{i}} \Rightarrow -\pi/2 = -90^{\text{o}}$. Vaizdumo dėlei šios priklausomybės parodytos 2.20 pav., a.



2.20 pav. *RL*– grandinėje tekančios srovės ***I*** fazės φ^*_i (a) ir amplitudės I^*_o (b) priklausomybės nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RL}, esant įėjime U_{in} harmoniniam poveikio įtampos signalui $\boldsymbol{U} = U_o \cdot e^{j\cdot\varphi}$

Iš (2.67) galima daryti išvadą: *RL*– grandinėje tekančios srovės ***I*** amplitudė I^*_o priklauso nuo dažnio ω ir laiko konstantos τ_{RL}. Esant fiksuotam dažniui ω = const, kai $L/R = \tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow U_o/R$, o kai $\tau_{RL} \Rightarrow \infty$, vertė $I^*_o \Rightarrow 0$. Tačiau čia reikia atkreipti dėmesį į tai, kad laiko konstanta $\tau_{RL} = L/R$ priklauso nuo dviejų dydžių: L ir R. Todėl ribinės τ_{RL} vertės: 0 arba ∞, gali būti pasiekiamos skirtingai – arba L kinta nuo 0 iki ∞, kai R = const, arba R kinta nuo 0 iki ∞, kai L = const. Iš čia matome, jog esant sąlygai L = = const, kai $R \Rightarrow 0 \Rightarrow \tau_{RL} \Rightarrow \infty$, srovės ***I*** amplitudė $I^*_o \Rightarrow U_o/\omega \cdot L$, o kai $R \Rightarrow \infty \Rightarrow \tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow 0$, t. y. turime kitokią I^*_o priklausomybę. Kai turime kitą sąlygą: R = const, iš (2.67) gauname: kai $L \Rightarrow 0 \Rightarrow \tau_{RL} \Rightarrow 0$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow U_o/R$, o kai $L \Rightarrow \infty \Rightarrow \tau_{RL} \Rightarrow \infty$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow 0$ – turime tokią pačią I^*_o priklausomybę, kaip ir nuo τ_{RL}. Iš (2.67) taip pat kyla akivaizdi srovės ***I*** amplitudės I^*_o priklausomybė nuo dažnio ω. Esant fiksuotai *RL*– grandinės laiko konstantai τ_{RL} = const, kai $\omega \Rightarrow 0$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow U_o/R$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, amplitudė $I^*_o \Rightarrow 0$ – turime analogišką I^*_o priklausomybę, atitinkančią situaciją, kai R = const ir kinta L. Vaizdumo dėlei šios priklausomybės parodytos 2.20 pav., b.

Iš *RL*– grandinėje tekančios srovės ***I*** išraiškos (2.66) nesunkiai randame įtampos $\boldsymbol{U}^*_R$ rezistoriuje R priklausomybę nuo dažnio ω integruojamosios *RL*– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ (2.15 pav., a):

$$\begin{aligned}\boldsymbol{U}^*_R = \boldsymbol{I}\cdot R &= R^2\cdot U_o/(R^2 + \omega^2\cdot L^2) - j\cdot[\omega\cdot R\cdot L\cdot U_o/(R^2 + \omega^2\cdot L^2)] = \\ &= U_o/(1 + \omega^2\cdot L^2/R^2) - j\cdot\{U_o/[R/(\omega\cdot L) + \omega\cdot L/R)]\} = \\ &= U_o/(1 + \omega^2\cdot \tau_{RL}{}^2) - j\cdot[\omega\cdot\tau_{RL}\cdot U_o/(1 + \omega^2\cdot\tau^{*2})],\end{aligned} \qquad (2.69)$$

ir iš čia, jau žinomu būdu, randame įtampos $\boldsymbol{U}^*_R$ amplitudės $U^*_{o\,R}$ priklausomybę nuo ω:

$$U^*_{o\,R} = R\cdot U_o/(R^2 + \omega^2\cdot L^2)^{1/2} = U_o/(1 + \omega^2\cdot \tau_{RL}{}^2)^{1/2}, \qquad (2.70)$$

ir įtampos $\boldsymbol{U}^*_R$ atžvilgiu poveikio įtampos ***U*** fazę $\varphi^*_{u\,R}$:

$$\varphi^*_{u\,R} = -\operatorname{arctg}(\omega\cdot L/R) = -\operatorname{arctg}(\omega\cdot\tau_{RL}) \equiv \varphi^*_i. \qquad (2.71)$$

Palyginę gautas išraiškas (2.70) ir (2.71) su atitinkamomis išraiškomis (2.67) ir (2.68), matome, jog *RL*– grandinėje įtampos $\boldsymbol{U}^*_R$ fazė $\varphi^*_{u\,R}$ sutampa su srovės ***I*** faze φ^*_i ($\varphi^*_{uR} = \varphi^*_i$), o amplitudė $U^*_{o\,R}$ yra randama iš Omo dėsnio grandinės daliai: $U^*_{o\,R} = I_o\cdot R$ ((2.67) → (2.70)). Taip pat iš (2.71) galima daryti išvadą: integruojančiosios *RL*– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow R$ įtampa $\boldsymbol{U}^*_R$ visada atsilieka poveikio įtampos ***U*** įėjime U_{in} atžvilgiu.

Analogiškai iš srovės ***I*** išraiškos (2.66) *RL*– grandinėje nesunkiai randame įtampos $\boldsymbol{U}_L$ priklausomybę nuo dažnio ω diferencijuojančiosios *RL*– grandinės išėjime $U_{iš} \Rightarrow L$ (2.15 pav., b):

$$\boldsymbol{U}_L = \boldsymbol{I}\cdot\boldsymbol{Z}_L = \omega^2\cdot L^2\cdot U_o/(R^2 + \omega^2\cdot L^2) + j\cdot\{\omega\cdot L\cdot R\cdot U_o/(R^2 + \omega^2\cdot L^2)\}. \qquad (2.72)$$

Iš čia jau žinomu būdu randame įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ amplitudės $U_{\mathrm{o\,L}}$ priklausomybę nuo ω:

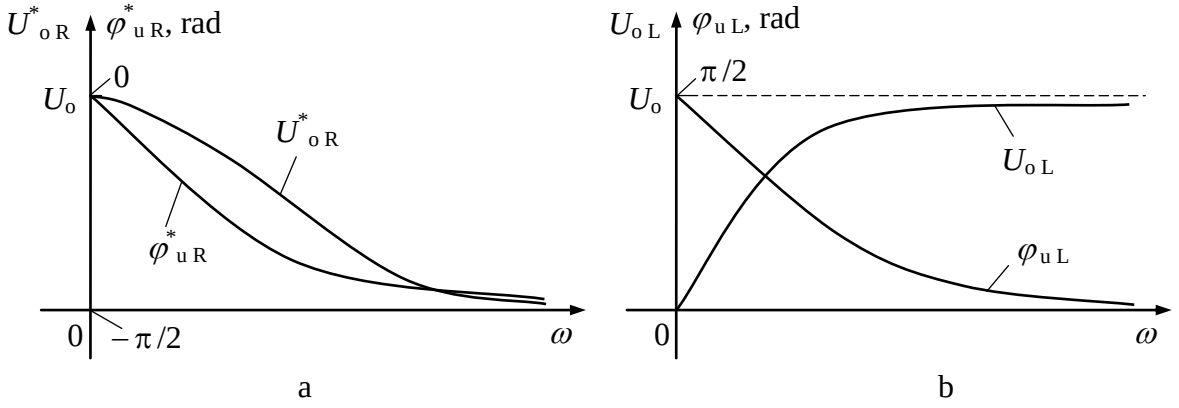
$$U_{\mathrm{o\,L}} = \omega \cdot L \cdot U_{\mathrm{o}} / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = U_{\mathrm{o}} / [1 + (\omega^2 \cdot \tau_{\mathrm{RL}})^{-2}]^{1/2}, \quad (2.73)$$

ir įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ fazę $\varphi_{\mathrm{u\,L}}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{\mathrm{u\,L}} = \operatorname{arctg}[R/(\omega \cdot L)] = \operatorname{arctg}[1/(\omega \cdot \tau_{\mathrm{RL}})]. \quad (2.74)$$

Iš (2.74) taip pat darome išvadą: diferencijuojančiosios *RL*– grandinės išėjime $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow L$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ *visada užskuba* poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ įėjime U_{in} atžvilgiu.

Gautos priklausomybės (2.70), (2.71), (2.73) ir (2.74), kad būtų aiškiau, yra parodytos 2.21 pav., a – integruojančiosios ir b – diferencijuojančiosios *RL*– grandinių atvejais.



2.21 pav. Įtampų $\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{R}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ atitinkamai amplitudžių $U^*_{\mathrm{o\,R}}$ ir $U_{\mathrm{o\,L}}$ bei fazių $\varphi^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $\varphi_{\mathrm{u\,L}}$, priklausomybės nuo dažnio ω integruojančiosios (a) ir diferencijuojančiosios (b) *RL*– grandinių atitinkamose išėjimuose $U_{\mathrm{iš}} \Rightarrow R$ ir *L*, esant įėjime U_{in} harmoniniam poveikio signalui $u_{\mathrm{in}}(t) = U_{\mathrm{o}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot \varphi}$

Analogiškai išraiškoms (2.48), iš (2.70) ir (2.73) betarpiškai kyla integruojančiosios (2.15 pav., a) bei diferencijuojančiosios (2.15 pav., b) *RL*– grandinių įtampos perdavimo kompleksinių koeficientų $\boldsymbol{K}^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,L}}$ atitinkamos modulių $K^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $K_{\mathrm{u\,L}}$ išraiškos:

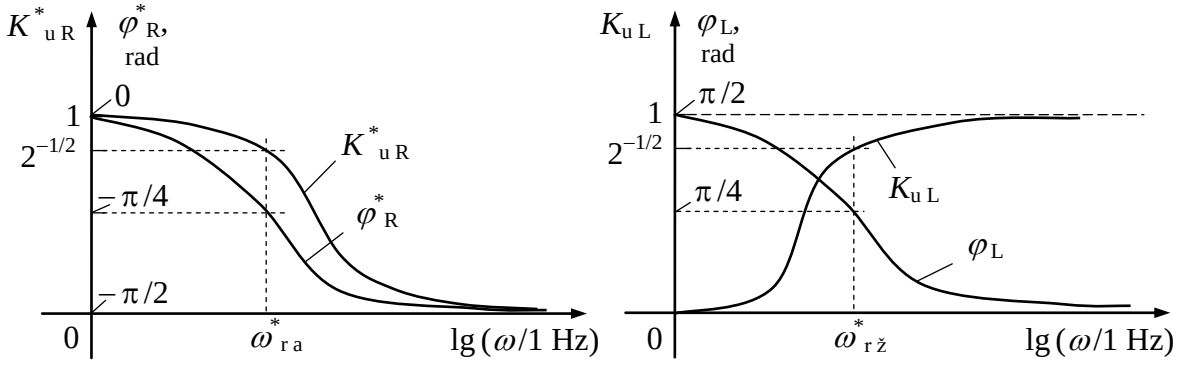
$$K^*_{\mathrm{u\,R}} = U^*_{\mathrm{o\,R}} / U_{\mathrm{o}} = R/(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = 1/(1 + \omega^2 \cdot \tau_{\mathrm{RL}}{}^2)^{1/2} \le 1, \quad (2.75)$$

$$K_{\mathrm{u\,L}} = U_{\mathrm{o\,L}} / U_{\mathrm{o}} = \omega \cdot L/(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2} = 1/(1 + 1/\omega^2 \cdot \tau_{\mathrm{RL}}{}^2)^{1/2} \le 1, \quad (2.76)$$

ir šios išraiškos yra vadinamos *dažninėmis charakteristikomis*.

Akivaizdu, kad perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,L}}$ atitinkamų fazinių charakteristikų $\varphi^*_{\mathrm{R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{L}}(\omega)$ išraiškos yra tokios pat, kaip ir atitinkamų išraiškų (2.71) ir (2.74). Iš čia darome išvadą, kad perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,L}}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K^*_{\mathrm{u\,R}}(\omega)$ ir $K_{\mathrm{u\,L}}(\omega)$, bei fazinių charakteristikų $\varphi^*_{\mathrm{R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{L}}(\omega)$, grafikai atitinka 2.21 pav., a ir b parodytas dažnines diagramas. Kita vertus, radioelektronikoje įprasta dažninėse diagramose dažnį ω atidėti normuotoje logaritminėje skalėje, pavyzdžiui, taip: $\lg(\omega/1\ \mathrm{Hz})$. Todėl, taikant šį principą, įtampos perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}^*_{\mathrm{u\,R}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,L}}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K^*_{\mathrm{u\,R}}(\omega)$ ir $K_{\mathrm{u\,L}}(\omega)$, bei atitinkamų fazinių charakteristikų $\varphi^*_{\mathrm{R}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{L}}(\omega)$, grafikai parodyti 2.22 pav., atitinkamai a ir b.

Iš grafikų 2.21 pav. ir 2.22 pav. matyti, jog *RL*– grandinė veikia kaip dažnių filtras – praleidžia tik tam tikrą dažnių juostą $\Delta\omega$. Integruojančioji *RL*– grandinė (2.15 pav., a) praleidžia žemus dažnius (2.22 pav., a), ir todėl yra vadinama *žemųjų dažnių filtru*, o diferencijuojančioji *RL*– grandinė (2.15 pav., b) praleidžia aukštus dažnius (2.22 pav., b), ir todėl yra vadinama *aukštųjų dažnių filtru*. Analogiškai *RC*– grandinei, *RL*– grandinės praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega$ paprastai charakterizuojamas *ribiniu dažniu* ω^*_{r} – dažnis, kuriam esant atitinkamas įtampos perdavimo koeficientas $K^*_{\mathrm{u\,R,\,L}}(\omega)|_{\omega=\omega^*_{\mathrm{r}}} = 1/\sqrt{2} \cong$ $\cong 0{,}71$. Iš čia ir (2.75) bei (2.76) randame *RL*– grandinės ribinį dažnį ω^*_{r}:



2.22 pav. Integruojamosios (a) ir diferencijuojamosios (b) *RL*– grandinių perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}^*_{u\,R}$ ir $\boldsymbol{K}_{u\,L}$ atitinkamų dažninių charakteristikų $K^*_{u\,R}(\omega)$ ir $K_{u\,L}(\omega)$, bei fazinių charakteristikų $\varphi^*_R(\omega)$ ir $\varphi_L(\omega)$, grafikai normuotu logaritminiu dažnio ω/1 Hz masteliu (čia $\omega \geq 1$ Hz)

$$2^{-1/2} = 1/[1 + (\omega^*_r \cdot \tau_{RL})^2)]^{1/2}, \quad 2^{-1/2} = 1/[1 + (\omega^*_r \cdot \tau_{RL})^{-2}]^{1/2} \Longrightarrow \omega^*_r = R/L = 1/\tau_{RL}. \quad (2.77)$$

Iš (2.71) ir (2.74) matome, kad, esant sąlygai $\omega = \omega^*_r$, atitinkamų *RL*– grandinių fazės yra:

$$\varphi^*_R = -\operatorname{arctg}[1/(\omega^*_r \cdot \tau_{RL})] = -\operatorname{arctg} 1 = -45^o = -\pi/4, \quad (2.77a)$$

$$\varphi_L = \operatorname{arctg}(\omega^*_r \cdot \tau_{RL}) = \operatorname{arctg} 1 = 45^o = \pi/4. \quad (2.77b)$$

Kita vertus, iš 2.22 pav., b, matyti, jog aukštųjų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_L$ nėra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje, ir todėl $\Delta\omega_L \Rightarrow \infty$. O žemųjų dažnių filtro praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega^*_R$ yra apribotas aukštesniųjų dažnių srityje (2.22 pav., a), ir todėl $\Delta\omega^*_R = \omega^*_r$.

Anksčiau parodėme, kad pereinamieji procesai *RC*– ir *RL*– grandinėse yra charakterizuojami atitinkamomis laiko konstantomis $\tau_{RC} = R \cdot C$ ir $\tau_{RL} = L/R$ (2.9 pav. ir 2.17 pav.). Akivaizdu, jog pereinamasis procesas nėra griežtai apribotas laike t, nes teoriškai jis tęsiasi neribotai ilgai. Todėl laikoma, kad pereinamasis procesas baigiasi tada, kai išėjimo $U_{iš}$ (reakcijos) įtampa $u(t)$ arba srovė $i(t)$ pasiekia 90 % stacionarios atitinkamos vertės U_o arba I_o, t. y., kai $u(t_{0\text{-}0,9}) = 0{,}9 \cdot U_o$ arba $i(t_{0\text{-}0,9}) = 0{,}9 \cdot I_o$. Įstatę šias vertes į atitinkamas išraiškas (2.30)–(2.32), ir išsprendę jas laiko $t_{0\text{-}0,9}$ atžvilgiu, randame laiką $t_{0\text{-}0,9}$, per kurį baigiasi eksponentinis pereinamasis procesas paveikus *RC*– ir *RL*– grandinių įėjimus U_{in} vienetiniu poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ šuoliu $u(t) = U_o \cdot 1(t)$ – *Hevisaido funkcija*:

$$t_{0\text{-}0,9} = 2{,}3 \cdot \tau_{RC,\,RL}. \quad (2.77b)$$

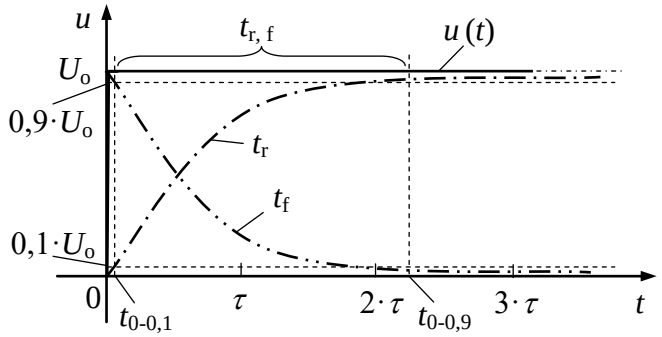
Įtampos $u(t)$ arba srovės $i(t)$ pereinamojo proceso laikinė diagrama – *pereinamoji charakteristika* radiotechninės *RC*– arba *RL*– grandinės elemente, kai grandinės U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}$ yra vienetinis įtampos šuolis $u(t) = U_o \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija, parodyta 2.23 pav.

Pereinamuosius procesus (pavyzdžiui, impulsinius signalus) yra įprasta charakterizuoti *fronto trukme* t_r – įjungimo (kilimo, didėjimo) trukmė, bei *išjungimo trukme* t_f – (kritimo, mažėjimo) trukmė. Šiuos laikus $t_{r,\,f}$ nusakome laiko tarpu Δt tarp nusistovėjusių stacionarių atitinkamo signalo, pavyzdžiui, įtampos $u(t)$ amplitudės U_o verčių: tarp 10 % $\Rightarrow 0{,}1 \cdot U_o$ ir 90 % $\Rightarrow 0{,}9 \cdot U_o$ verčių (2.23 pav.). Įrašę šias vertes ($0{,}1 \cdot U_o$) ir ($0{,}9 \cdot U_o$) į (2.31) bei (2.32), ir išsprendę jas momentinių laikų $t_{0\text{-}0,9}$ ir $t_{0\text{-}0,1}$ atžvilgiu, randame:

$$t_{r,\,f} = |t_{0\text{-}0,9} - t_{0\text{-}0,1}| = 2{,}2 \cdot \tau, \quad (2.77c)$$

čia τ – nagrinėjamos elektroninės *RC*– arba *RL*– grandinės atitinkama laiko konstanta.

Čia būtina pasakyti, jog impulsinėje elektronikoje yra naudojamas ir kitas pereinamųjų



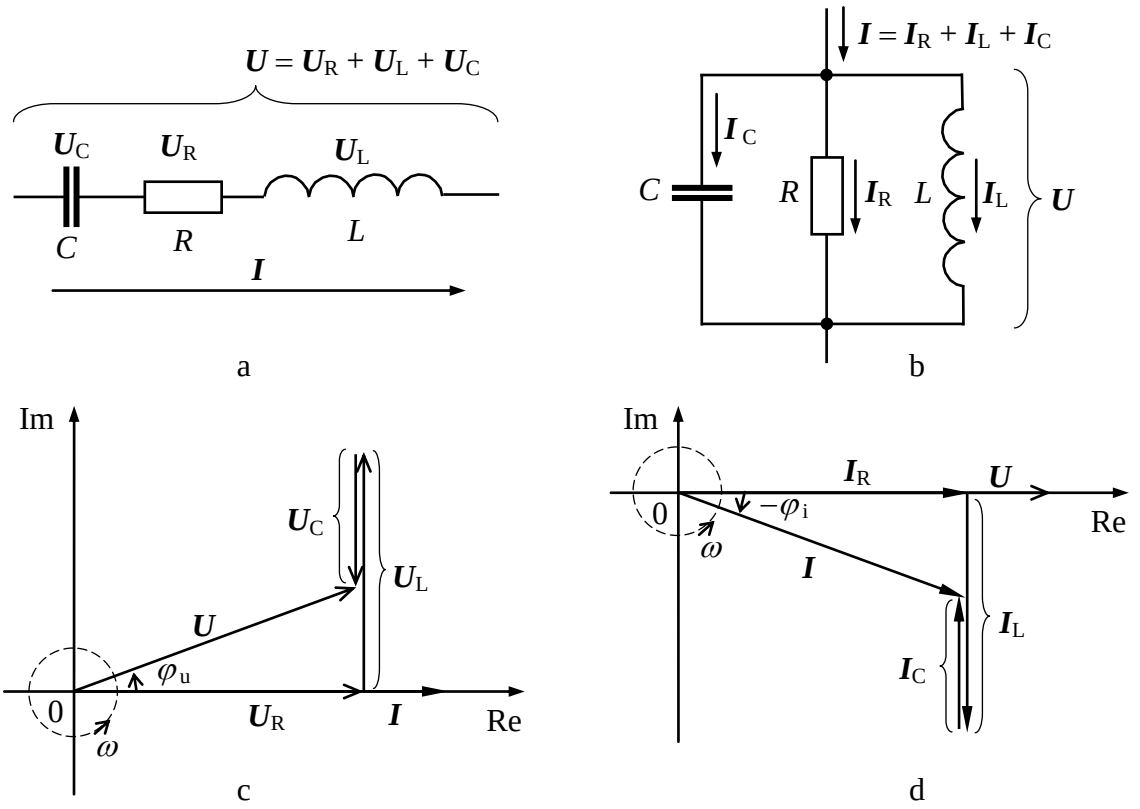
2.23 pav. Įtampos $u\,(t)$ (arba srovės $i\,(t)$) pereinamojo proceso charakteristika radiotechninės *RC*– arba *RL*– grandinės elemente, kai grandinės U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}$ yra vienetinis įtampos šuolis $u_{\,in}\,(t) = U_o\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija

procesų trukmės nustatymo būdas, o būtent, kai impulsinio signalo frontų trukmės $t_{r,\,f}$ yra matuojamos tarp 20 % $\Rightarrow 0{,}2\cdot U_o$ ir 80 % $\Rightarrow 0{,}8\cdot U_o$ verčių, ir šiuo atveju išraiškoje (2.77c) skaičiaus koeficiento vertę prie laiko trukmės konstantos τ apskaičiuokite savarankiškai.

Taip pat būtina pasakyti, jog išnagrinėtų *RC*– ir *RL*– grandinių elektrinės savybės išlieka ir tuo atveju, kai U_{in} poveikio signalas yra srovė $\boldsymbol{I}$ arba $i_{\,in}\,(t)$, veikianti iš srovės šaltinio ($R_i = \infty$). Šiuo atveju išėjime $U_{iš}$ turime reakcijos signalą – įtampą $\boldsymbol{U}$ arba $u_{\,iš}\,(t)$, kuri harmoninio poveikio $\boldsymbol{I}$ atveju atsilieka ($\varphi_u = -\pi/2 \equiv -90^o$) ir užskuba ($\varphi_u = +\pi/2 \equiv +90^o$) atitinkamai kondensatoriuje *C* ir ritelėje *L*, o rezistoriuje *R* yra tos pačios fazės ($\varphi_u = 0$). Kai U_{in} poveikio signalas yra srovė $i_{\,in}\,(t) = I_o\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija, $U_{iš}$ reakcijos įtampos $u_{\,iš}\,(t)$ funkcija kondensatoriuje *C* ir ritelėje *L* nėra eksponentės dėsnis, nes šiuo atveju laiko konstantos $\tau_{RC,\,LC} = \infty$, o rezistoriuje *R* atkartoja poveikio $i_{\,in}\,(t)$ funkciją. Tai išnagrinėkite savarankiškai.

1.1.2. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė vektorinių diagramų metodu

Elektronikoje dažnai taikomi *grafinės analizės metodai*. Vienas plačiausiai taikomų grafinės analizės metodų yra *vektorinių diagramų metodas*. Šio metodo esmę sudaro *harmoninių elektrinių signalų* (įtampų $\boldsymbol{U}$ ir srovių $\boldsymbol{I}$) pavaizdavimas atitinkamais vektoriais ir iš jų sudarytas geometrinis vaizdinys kompleksinėje plokštumoje $\{x \Rightarrow \mathrm{Re},\ y \Rightarrow \mathrm{Im}\}$. Konkrečios elektrinės ar elektroninės grandinės geometrinis vektorių $\boldsymbol{U}_i$ ir $\boldsymbol{I}_j$, čia $i, j = 0, 1, 2,$ ir t. t., vaizdinys sudaromas iš ją aprašančių kompleksiniu pavidalu parašytų lygčių, taikant vektorių sumos arba (ir) skirtumo vektorinės algebros taisykles. Čia kompleksinėje plokštumoje {Im, Re} atidedant įtampų $\boldsymbol{U}_i$ ir srovių $\boldsymbol{I}_j$ vektorius taip pat būtinai laikomasi pagrindinių tarpusavio orientacijos tarp $\boldsymbol{U}_i$ ir $\boldsymbol{I}_j$ radiotechniniuose elementuose *R*, *L* ir *C* principų, o būtent: ominėse varžose R_n vektorių $\boldsymbol{U}_{R\ (n,\ i)}$ ir $\boldsymbol{I}_{R\ (n,\ j)}$ kryptys sutampa, o kondensatoriuose C_m ir indukcinėse ritelėse L_k atitinkami vektoriai $\boldsymbol{U}_{C\ (m,\ i)}$ ir $\boldsymbol{U}_{L\ (k,\ i)}$ bei $\boldsymbol{I}_{C\ (m,\ j)}$ ir $\boldsymbol{I}_{L\ (k,\ j)}$ tarpusavyje yra orientuoti statmenai žinomu būdu, čia indeksai $n, m, k = 0, 1, 2, \ldots$ Toliau, sudarant vektorinę diagramą taip pat laikomasi šių papildomų principų: kai radiotechniniai elementai R_n, C_m ir L_k yra sujungti *nuosekliai*, tokiu atveju tekanti šia grandine (šaka) momentinė (akimirkinė) srovė $\boldsymbol{I}_j$ yra atidedama kompleksinės plokštumos ašyje {Re}, o kai turime *lygiagrečiojo jungimo atvejį* – ašyje {Re} yra atidedama bendra momentinė įtampa $\boldsymbol{U}_i$. Šie vektorinės diagramos sudarymo principai yra pailiustruoti *R*, *C* ir *L* radiotechninių elementų nuosekliojo ir lygiagrečiojo jungimo atvejais, parodytais 2.24 pav., atitinkamai a ir b, bei jų atitinkamomis vektorinėmis diagramomis c ir d.



2.24 pav. Radiotechninių elementų *R, C* ir *L* nuosekliojo (a) ir lygiagrečiojo (b) jungimo atvejai ir atitinkamos jų vektorinės diagramos, kai $\omega > \omega_o$ (c) ir $\omega < \omega_o$ (d)

Iš 2.24 pav., c ir d, nubraižytų vektorinių diagramų matome, jog taikydami trigonometrijos taisykles bei apibrėžtis nesunkiai galime gauti visas mus dominančias *RLC*– grandinių savybes aprašančias lygtis, ir iš jų kylančias analizines išraiškas.

Nuosekliojo jungimo RLC– grandinė (2.24 pav., a) yra veikiama harmoninės srovės $\boldsymbol{I} = I_o \cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$, ir todėl joje atsiranda reakcijos harmoninė įtampa $\boldsymbol{U} = U_o \cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t + \varphi_u)}$, čia φ_u – kampas – fazė tarp reakcijos įtampos $\boldsymbol{U}$ ir poveikio srovės $\boldsymbol{I}$ vektorių (2.24 pav., c).

Iš 2.24 pav., c, matomo stačiojo trikampio – $\boldsymbol{U}_R$-($\boldsymbol{U}_L - \boldsymbol{U}_C$)-$\boldsymbol{U}$, galima parašyti:

$$\operatorname{tg}\varphi_u = (U_{o\,L} - U_{o\,C})/U_{o\,R} = (I_o \cdot Z_L - I_o \cdot Z_C)/(I_o \cdot R) = [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]/R,$$

čia: $U_{o\,R}$, $U_{o\,L}$ ir $U_{o\,C}$ – atitinkamų vektorių $\boldsymbol{U}_R$, $\boldsymbol{U}_L$, ir $\boldsymbol{U}_C$ moduliai, ir iš čia randame:

$$\varphi_u = \operatorname{arctg}\{[\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]/R\}. \qquad (2.78)$$

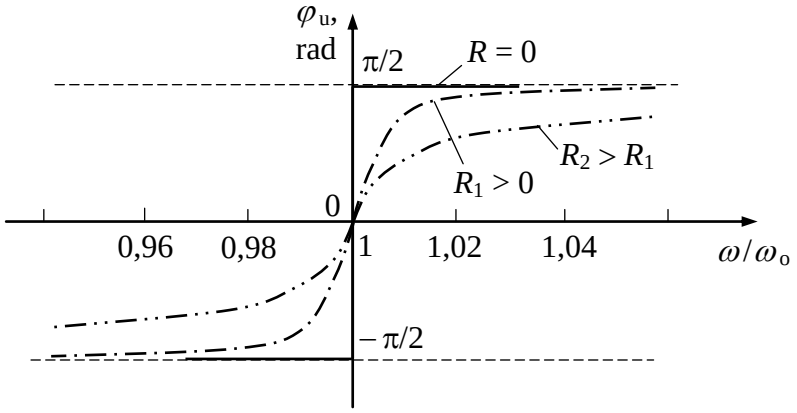
Iš gautos išraiškos (2.78) matyti, jog yra toks dažnis $\omega = \omega_o$, kuriam esant $\varphi_u = 0$:

$$\varphi_u = \omega_o \cdot L - 1/(\omega_o \cdot C) = 0, \quad \Longrightarrow \quad \omega_o = (L \cdot C)^{-1/2}. \qquad (2.79)$$

Dažnis ω_o yra vadinamas *rezonansiniu dažniu*, o šis reiškinys elektroninėje *RLC*–grandinėje – *rezonansu*. Todėl ši *RLC*– grandinė yra vadinama *nuosekliuoju rezonansiniu RLC– kontūru*. Vaizdumo dėlei fazės φ_u (2.78) priklausomybė nuo dažnio ω yra parodyta 2.25 pav., čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu – ω/ω_o.

Iš (2.78) matome, kad fazė φ_u priklauso ir nuo *R*. Ši priklausomybė parodyta 2.25 pav. skirtingomis kreivėmis $\varphi_u(\omega)$ – ištisine kreive, kai $R = 0$, brūkšnine-taškine kreive, kai $R = R_1$ ir brūkšnine-dvitaškine kreive, kai $R = R_2$. Iš 2.25 pav. taip pat matome, jog mažėjant varžai *R*, priklausomybės $\varphi_u(\omega)$ eiga įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Ši *RLC*– kontūro savybė daug geriau matyti iš *RLC*– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{ns}$ modulio Z_{ns} priklausomybės nuo dažnio ω. Nuosekliojo *RLC*– kontūro varžą $\boldsymbol{Z}_{ns}$ randame iš akivaizdžios tapatybės:

$$\boldsymbol{Z}_{ns} = \boldsymbol{U}/\boldsymbol{I} = R + \boldsymbol{Z}_L + \boldsymbol{Z}_C = R + j\cdot\omega\cdot L + 1/(j\cdot\omega\cdot C) = R + j\cdot[\omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C)],$$

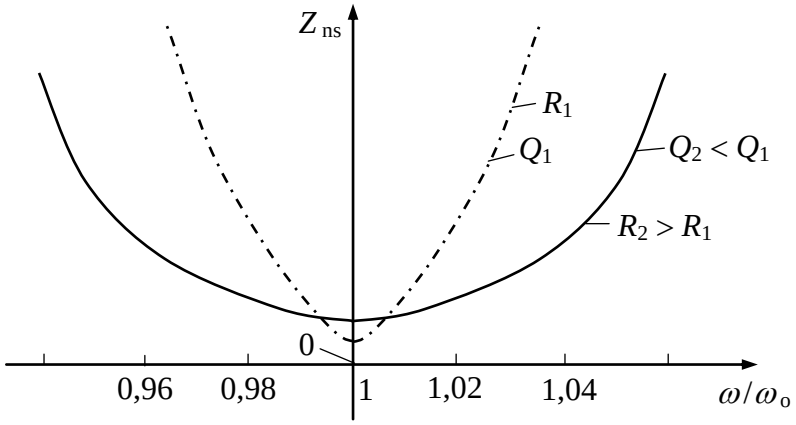


2.25 pav. Reakcijos įtampos ***U*** fazės φ_u atžvilgiu poveikio harmoninės srovės ***I*** priklausomybė nuo dažnio ω nuosekliajame rezonansiniame *RLC*– kontūre, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu ω/ω_o

ir iš čia jau žinomu būdu gauname $\boldsymbol{Z}_{ns}$ modulio Z_{ns} išraišką:

$$Z_{ns} = \{R^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2\}^{1/2}. \qquad (2.80)$$

Iš gautos išraiškos (2.80) matome: rezonanso metu, kai $\omega = \omega_o$ (2.79), $Z_{ns\,o} = R$, o kai $\omega \Rightarrow 0$, arba $\omega \Rightarrow \infty$, varža $Z_{ns} \Rightarrow \infty$. Kad būtų vaizdžiau, šios nuosekliojo *RLC*– kontūro savybės parodytos 2.26 pav., čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu ω/ω_o.



2.26 pav. Nuosekliojo jungimo *RLC*– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{ns}$ modulio Z_{ns} priklausomybė nuo dažnio ω, atidėto normuotu masteliu ω/ω_o

Iš (2.80) matome, kad Z_{ns} priklauso ir nuo *R*. Ši priklausomybė yra parodyta 2.26 pav. papildoma brūkšnine-taškine kreive, ir iš ten matome, jog mažėjant varžai *R*, nuosekliojo *RLC*– kontūro rezonansinės savybės tampa labiau išreikštos. Šią nuosekliojo *RLC*– kontūro savybę įprasta nusakyti *RLC*– kontūro *kokybe Q*, kuri išreiškiama *RLC*– kontūro *banginės* (arba *charakteringosios*) *varžos* ρ ir varžos *R* (prievaržės) santykiu:

$$Q = \rho/R, \qquad \text{čia } \rho = \omega_o \cdot L = 1/(\omega_o \cdot C) = (L/C)^{1/2}, \qquad (2.81)$$

Iš čia matome, kad kontūro banginė varža ρ yra lygi indukcinės ritelės *L* arba kondensatoriaus *C* varžų $\boldsymbol{Z}_L$ ir $\boldsymbol{Z}_C$ modulių Z_L ir Z_C atitinkamoms vertėms $Z_{L\,o}$ ir $Z_{C\,o}$ rezonanso metu. Čia reikia pasakyti, jog kai kada nuosekliojo *RLC*– kontūro rezonansinėms savybėms charakterizuoti yra naudojamas kontūro *slopinimo koeficientas* $d = 1/Q = R/\rho$. Šis koeficientas nusako sukeltų svyravimų *RLC*– kontūre, pavyzdžiui, paveikus vienetiniu įtampos ($U_o \cdot 1(t)$) ar srovės ($I_o \cdot 1(t)$) šuoliu, slopimo spartą, nes didėjant *d*, svyravimai nuslopsta greičiau.

Iš 2.25 pav. parodytos fazės $\varphi_{\rm u}$ kampo tarp reakcijos įtampos $\boldsymbol{U}$ ir poveikio srovės $\boldsymbol{I}$ priklausomybės nuo dažnio ω nuosekliame *RLC*– kontūre matome, kad rezonanso metu, kai $\omega = \omega_{\rm o}$, kontūro varža $\boldsymbol{Z}_{\rm ns\,o}$ yra aktyvioji – $\boldsymbol{Z}_{\rm ns\,o} = R$ (2.80)). Kai $\omega > \omega_{\rm o}$, fazė $\varphi_{\rm u} > 0$ ir iš čia gauname, jog įtampa $\boldsymbol{U}$ užskuba srovės $\boldsymbol{I}$ atžvilgiu, ir tai rodo induktyvų varžos $\boldsymbol{Z}_{\rm ns}$ pobūdį. Tai taip pat kyla iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav., c, nes čia $U_{\rm o\,L} > U_{\rm o\,C}$. Kai $\omega < \omega_{\rm o}$, fazė $\varphi_{\rm u} < 0$, ir iš čia darome išvadą, jog įtampa $\boldsymbol{U}$ atsilieka srovės $\boldsymbol{I}$ atžvilgiu, ir tai rodo talpinį varžos $\boldsymbol{Z}_{\rm ns}$ pobūdį. Šitai taip pat kyla iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav., c, nes čia $U_{\rm o\,L} < U_{\rm o\,C}$. Taip pat reikia pasakyti, jog rezonanso metu turime sąlygą: $U_{\rm o\,L\,(o)} = U_{\rm o\,C\,(o)}$, ir todėl nuosekliajame *RLC*– kontūre turime *įtampų rezonansą*.

Lygiagrečiojo jungimo RLC– grandinė (2.24 pav., b) yra veikiama harmoninės įtampos $\boldsymbol{U} = U_{\rm o}\cdot {\rm e}^{\,{\rm j}\cdot\omega\cdot t}$, ir todėl joje teka reakcijos harmoninė srovė $\boldsymbol{I} = I_{\rm o}\cdot {\rm e}^{\,{\rm j}\cdot(\omega\cdot t\,+\,\varphi_{\rm i})}$, čia $\varphi_{\rm i}$ – kampas, atitinkantis fazę tarp reakcijos srovės $\boldsymbol{I}$ ir poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ vektorių (2.24 pav., d).

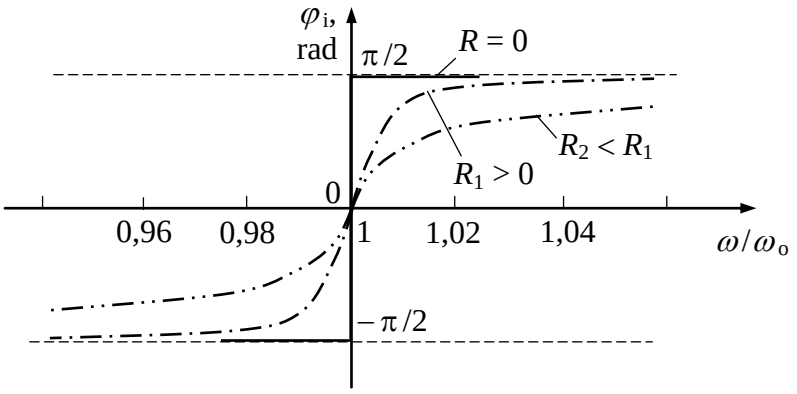
Iš 2.24 pav., d, matomo stačiojo trikampio ($\boldsymbol{I}_{\rm R}$- ($\boldsymbol{I}_{\rm L} - \boldsymbol{I}_{\rm C}$)-$\boldsymbol{I}$), galima parašyti:

$$\mathrm{tg}\,(-\varphi_{\rm i}) = (I_{\rm o\,L} - I_{\rm o\,C})/I_{\rm o\,R} = [(U_{\rm o}/Z_{\rm L} - U_{\rm o}/Z_{\rm C})\cdot R]/U_{\rm o} = [1/(\omega\cdot L) - \omega\cdot C\,]\cdot R,$$

čia $I_{\rm o\,R}$, $I_{\rm o\,L}$ ir $I_{\rm o\,C}$ – atitinkamų vektorių $\boldsymbol{I}_{\rm R}$, $\boldsymbol{I}_{\rm L}$ ir $\boldsymbol{I}_{\rm C}$ moduliai, ir iš čia randame:

$$\varphi_{\rm i} = -\,\mathrm{arctg}\,\{[1/(\omega\,L) - \omega\cdot C\,]\cdot R\} = \mathrm{arctg}\,\{R\cdot[\omega\cdot C - 1/(\omega\cdot L)]\}. \quad (2.82)$$

Iš gautos išraiškos (2.82) matyti, jog čia taip pat yra toks dažnis $\omega = \omega_{\rm o}$, kuriam esant fazė $\varphi_{\rm i} = 0$, ir iš čia gaunama rezonansinio dažnio $\omega_{\rm o}$ išraiška sutampa su anksčiau rasta išraiška (2.79). Vaizdumo dėlei fazės $\varphi_{\rm i}$ priklausomybė nuo dažnio ω (2.82) lygiagrečiajame *RLC*– kontūre yra parodyta 2.27 pav., čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\rm o}$.



2.27 pav. Reakcijos srovės $\boldsymbol{I}$ fazės $\varphi_{\rm i}$ poveikio harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu priklausomybė nuo dažnio ω lygiagrečiajame *RLC*– kontūre, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\rm o}$

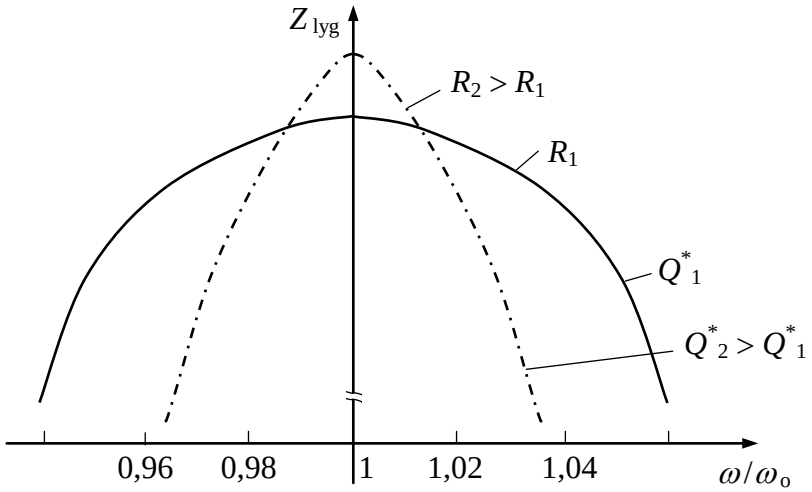
Iš (2.82) matyti, jog fazė $\varphi_{\rm i}$ taip pat priklauso ir nuo *R*. Ši priklausomybė parodyta 2.27 pav. ištisine kreive $\varphi_{\rm i}\,(\omega)$, kai $R = 0$, brūkšnine-taškine kreive, kai $R = R_1$, ir brūkšnine-dvitaškine kreive, kai $R = R_2$. Iš ten matome, jog didėjant varžai *R*, priklausomybės $\varphi_{\rm i}\,(\omega)$ eiga įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Ši lygiagrečiojo jungimo *RLC*– kontūro savybė kur kas geriau matyti iš kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{\rm lyg}$ modulio $Z_{\rm lyg}$ priklausomybės nuo dažnio ω. Lygiagrečiojo *RLC*– kontūro varžą $\boldsymbol{Z}_{\rm lyg}$ randame iš akivaizdžios tapatybės:

$$1/\boldsymbol{Z}_{\rm lyg} = \boldsymbol{I}/\boldsymbol{U} = 1/R + 1/\boldsymbol{Z}_{\rm L} + 1/\boldsymbol{Z}_{\rm C} = R^{-1} - {\rm j}\,/(\omega\cdot L) + {\rm j}\cdot\omega\cdot C = R^{-1} + {\rm j}\cdot[\omega\cdot C - 1/(\omega\cdot L)],$$

ir iš čia jau žinomu būdu gauname $\boldsymbol{Z}_{\rm lyg}$ modulio $Z_{\rm lyg}$ išraišką:

$$Z_{\rm lyg} = \{R^{-2} + [\omega\cdot C - 1/(\omega\cdot L)]^2\}^{-1/2}. \quad (2.83)$$

Iš gautos išraiškos (2.83) matome: rezonanso metu, kai $\omega = \omega_{\rm o}$ (2.79), $Z_{\rm lyg\,o} = R$, o kai $\omega \Rightarrow 0$, arba $\omega \Rightarrow \infty$, varža $Z_{\rm lyg} \Rightarrow 0$. Šios lygiagrečiojo *RLC*– kontūro savybės, kad būtų vaizdžiau, parodytos 2.28 pav. Ten dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\rm o}$.



2.28 pav. Lygiagrečiojo *RLC*– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{lyg}}$ modulio Z_{lyg} priklausomybė nuo dažnio ω, atidėto normuotu masteliu ω/ω_o

Iš (2.83) taip pat matome, kad Z_{lyg} priklauso nuo R. Ši priklausomybė parodyta 2.28 pav. papildoma kreive $Z_{\text{lyg}}(\omega)$ – brūkšninė-taškinė kreivė, ir iš ten taip pat matome, kad, didėjant varžai R, lygiagrečiojo *RLC*– kontūro rezonansinės savybės tampa labiau išreikštos. Šios lygiagrečiojo *RLC*– kontūro rezonansinės savybės negalime charakterizuoti kontūro kokybės išraiška Q (2.81), todėl rezistoriaus R įtaką šiuo atveju charakterizuosime atvirkščia kokybės Q išraiška Q^*:

$$Q^* = 1/Q = R/\rho. \tag{2.84}$$

Iš 2.27 pav. parodytos reakcijos srovės $\boldsymbol{I}$ fazės φ_{i} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu priklausomybės nuo dažnio ω lygiagrečiajame *RLC*– kontūre matome, jog rezonanso metu, kai $\omega = \omega_o$, kontūro varža $\boldsymbol{Z}_{\text{lyg o}}$ yra aktyvioji – $\boldsymbol{Z}_{\text{lyg o}} = R$ (2.83)). Kai $\omega > \omega_o$, fazė $\varphi_{\text{i}} > 0$, ir tai reiškia, jog srovė $\boldsymbol{I}$ užskuba įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu. Šitai rodo talpinį varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{lyg}}$ pobūdį. Tai taip pat kyla iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav., d, kai $I_{\text{o C}} > I_{\text{o L}}$. Kai $\omega < \omega_o$, fazė $\varphi_{\text{i}} < 0$, ir tai reiškia, jog srovė $\boldsymbol{I}$ atsilieka įtampos $\boldsymbol{U}$ atžvilgiu. Šitai rodo induktyvų varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{lyg}}$ pobūdį. Tokią išvadą taip pat galima padaryti iš vektorinės diagramos, parodytos 2.24 pav., d, kai $I_{\text{o C}} < I_{\text{o L}}$. Čia taip pat reikia pasakyti, jog rezonanso metu turime sąlygą: $I_{\text{o L (o)}} = I_{\text{o C (o)}}$, ir todėl lygiagrečiajame *RLC*– kontūre yra *srovių rezonansas*.

Akivaizdu, kad 2.26 pav. ir 2.28 pav. parodytos *RLC*– kontūrų rezonansinės savybės nėra patogus būdas jas atvaizduoti, nes, esant $R = 0$, *RLC*– kontūrų varža $\boldsymbol{Z}_{\text{ns, lyg}}$ kinta neapibrėžtai plačiose ribose – nuo 0 iki ∞. Todėl įprasta *RLC*– kontūrų rezonansines savybes iliustruoti jų *rezonansinėmis charakteristikomis* $T(\omega)$, kurios yra pateikiamos normuotais atitinkamų srovių $I_{\text{o ns}}(\omega)/I_{\text{o ns (o)}}(\omega_{\text{o}})$ – nuosekliojo jungimo atveju, ir varžų $Z_{\text{lyg}}(\omega)/Z_{\text{lyg o}}(\omega_o)$ – lygiagrečiojo jungimo atveju, bei normuoto dažnio ω/ω_o masteliais. Taigi, iš (2.80) randame nuosekliojo *RLC*– kontūro *rezonansinę charakteristiką* $T_{\text{I ns}}(\omega)$:

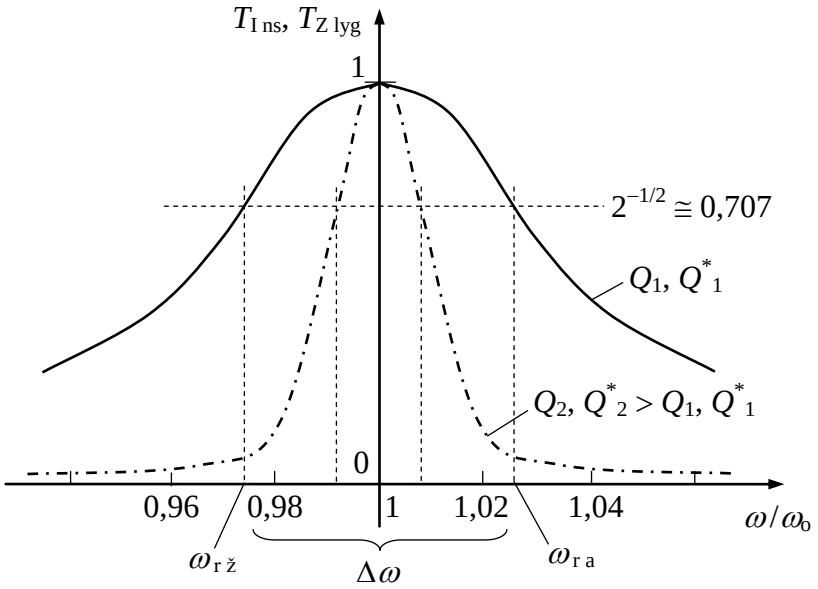
$$T_{\text{I ns}}(\omega) = [U_o/Z_{\text{ns}}(\omega)]/[U_o/Z_{\text{ns o}}(\omega_o)] = R/\{R^2 + [\omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C)]^2\}^{1/2} =$$
$$= T_{\text{I ns}}(\omega) = [1 + Q^2\cdot(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2]^{-1/2}, \tag{2.85}$$

o iš (2.83) randame lygiagrečiojo *RLC*– kontūro *rezonansinę charakteristiką* $T_{\text{Z lyg}}(\omega)$:

$$T_{\text{Z lyg}}(\omega) = Z_{\text{lyg}}(\omega)/Z_{\text{lyg o}}(\omega_o) = \{R\cdot\{R^{-2} + [\omega\cdot C - 1/(\omega\cdot L)]^2\}^{1/2}\}^{-1} =$$
$$= T_{\text{Z lyg}}(\omega) = [1 + Q^{*2}\cdot(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)^2]^{-1/2}, \tag{2.86}$$

čia galutiniai išraiškų pavidalai yra gauti pasinaudojus išraiškomis (2.81) ir (2.84).

Gautos *RLC*– kontūrų rezonansinės charakteristikos $T_{\text{I ns}}(\omega)$ (2.85) ir $T_{\text{Z lyg}}(\omega)$ (2.86) parodytos 2.29 pav.



2.29 pav. *RLC*– kontūrų rezonansinės charakteristikos ir praleidžiamų arba nepraleidžiamų (užtvarinio) dažnių juostos pločio $\Delta\omega = \omega_{r\,ž} - \omega_{r\,a}$ nustatymo būdas, čia $\Delta\omega = \omega_o/Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o/Q^*$, ir dažnis ω atidėtas normuotu masteliu ω/ω_o

Iš išraiškų (2.85) ir (2.86) bei jas atitinkančių grafikų 2.29 pav. matome, jog *RLC*– grandinė turi *juostinio dažnių filtro* savybes. Priklausomai nuo to, ar yra nuoseklusis ar lygiagretusis *RLC*– kontūro jungimo būdas, juostinis dažnių filtras gali praleisti arba nepraleisti dažnius juostoje $\Delta\omega$, kurios plotis $\Delta\omega = \omega_{r\,ž} - \omega_{r\,a}$ rezonansinio dažnio ω_o aplinkoje yra apibrėžiamas taip, kaip tai parodyta 2.29 pav. Iš ten ir iš (2.85) bei (2.86) randame:

$$\Delta\omega = \omega_o/Q \quad \text{arba} \quad \Delta\omega = \omega_o/Q^*. \tag{2.87}$$

Čia reikia pasakyti, jog 2.29 pav. parodyta $\Delta\omega$ apibrėžtis kyla iš *pamatinės apibrėžties*, kurioje ribiniai dažniai $\omega_{r\,ž}$ – žemasis ir $\omega_{r\,a}$ – aukštasis yra apibrėžiami atitinkamomis dažnių vertėmis, kurioms esant išėjime $U_{iš}$ reakcijos signalo $\boldsymbol{U}_{rek}$ arba $\boldsymbol{I}_{rek}$ galia P_{rek} yra lygi pusei įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{pov}$ arba $\boldsymbol{I}_{pov}$ galios P_{pov}: $P_{rek}(\omega)|_{\omega=\omega_r} = 0{,}5\cdot P_{pov}$.

Nepralaidus juostinis dažnių filtras yra vadinamas *užtvariniu filtru*.

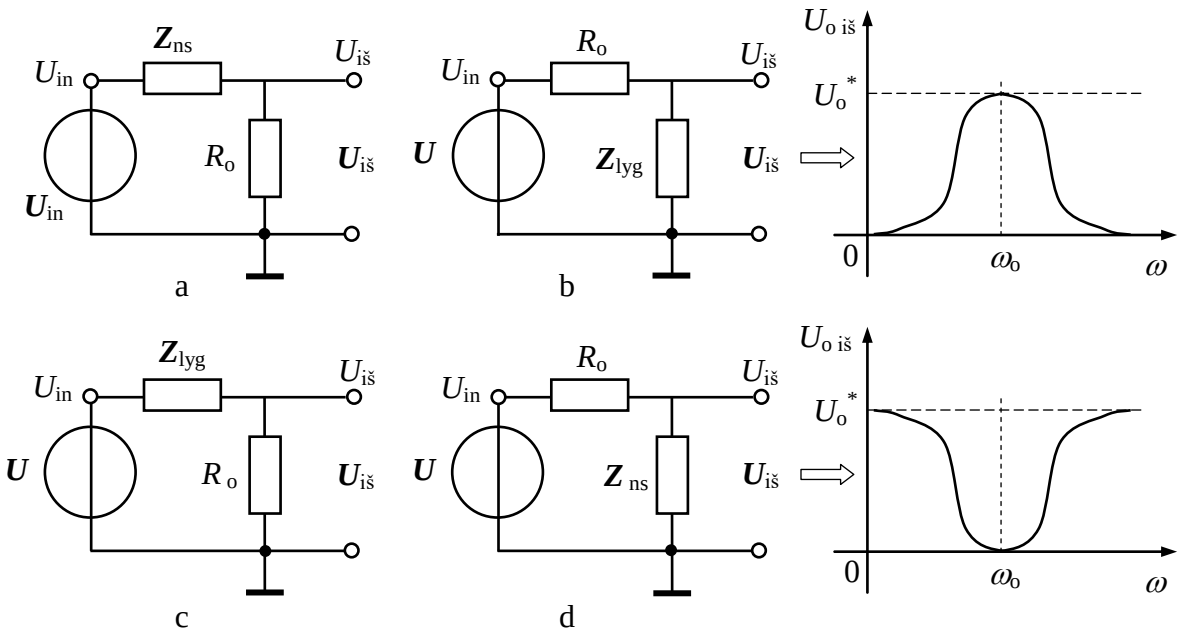
Iš 2.29 pav. matome, kad juostinio filtro dažnių juostos plotis $\Delta\omega$ gali būti keičiamas plačiose ribose, parenkant varžos R dydį, kartu keičiasi Q arba Q^* vertės. *RLC*– grandinių jungimo būdai pralaidaus arba užtvarinio juostinio dažnių filtro atvejais parodyti 2.30 pav., atitinkamai a ir b, bei c ir d, ir ten atitinkamo jungimo *RLC*– kontūras yra pavaizduotas jo ekvivalentine varža $\boldsymbol{Z}_{ns}$ arba $\boldsymbol{Z}_{lyg}$.

Iš 2.30 pav. parodytų juostinių dažnių filtrų matome, kad jie yra sudaryti varžinio įtampos daliklio schemos principu. Todėl išėjime $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ modulio $U_{o\,iš}$ maksimali vertė U_o^* priklauso nuo *RLC*– kontūre įjungtos varžos R ir filtro grandinėje įjungtos papildomos varžos R_o verčių, nes šie rezistoriai sudaro įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ varžinį (rezistorinį) daliklį, ir yra apskaičiuojama taip:

$$\left.\begin{aligned} U_o^* &= U_{o\,in}\cdot R_o/(R_o + R) \rightarrow \text{(a) ir (c) atvejais,} \\ U_o^* &= U_{o\,in}\cdot R/(R_o + R) \rightarrow \text{(b) ir (d) atvejais,} \end{aligned}\right\} \tag{2.87a}$$

čia: $U_{o\,in}$ – įėjime U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ amplitudė.

Anksčiau išnagrinėtų *RLC*– grandinių rezonansinės savybės buvo gautos laikantis radiotechninių elementų R, L ir C idealumo sąlygos. Kondensatoriui C ši sąlyga daugeliu atvejų yra tenkinama. Tačiau indukcinei ritelei L dažnai reikia įskaityti jos apvijų varžą R_L.



2.30 pav. *RLC*– grandinių jungimo būdai, sudarant pralaidų (a, b) arba nepralaidų (užtvarinį) (c, d) juostinį dažnių filtrą, čia ω_{o} – rezonansinis dažnis

Akivaizdu, jog nuosekliojo *RLC*– grandinės jungimo atveju (2.24 pav., a) ši varža R_{L} gali būti įskaityta į kontūro varžos R vertę – sumuojant, ir todėl nuosekliojo *RLC*– grandinės jungimo atveju (2.24 pav., a) visos gautos išraiškos ir išvados nereikalauja patikslinimo.

Lygiagrečiojo *RLC*– grandinės jungimo atveju (2.24 pav., b) varža R_{L} yra nuosekliai sujungta su indukcine ritele L, ir tai parodyta 2.31 pav. a. Todėl lygiagrečiojo *RLC*– grandinės jungimo atveju anksčiau gautos išraiškos ir išvados *reikalauja patikslinimo*.

Laikantis anksčiau suformuluotų vektorinės diagramos sudarymo principų, yra nubraižoma lygiagrečios *RLC*– grandinės, kurios indukcinės ritelės L varža $R_{\mathrm{L}} > 0$, vektorinė diagrama. Tokia diagrama parodyta 2.31 pav., b. Iš šios diagramos matyti, jog rezistoriumi R tekanti srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{R}}$ šiek tiek apsunkina kampo φ^*_{i} – reakcijos srovės $\boldsymbol{I}$ fazės atžvilgiu poveikio įtampos $\boldsymbol{U}$ apskaičiavimą iš geometrinės diagramos. Kita vertus, jau parodėme, kad *RLC*– grandinės varža R neturi įtakos rezonansiniam dažniui ω_{o}. Todėl tarsime, jog $R = \infty$, dėl to srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{R}} = 0$, ir šiuo atveju nagrinėjamos lygiagrečiosios *LC*– grandinės, kurios indukcinės ritelės L varža $R_{\mathrm{L}} > 0$, vektorinė diagrama tampa paprastesnė ir yra parodyta 2.31 pav., c.

Fazę φ^*_{i} surasime iš stačiojo trikampio ($\boldsymbol{I}_2$–$\boldsymbol{I}_1$–$\boldsymbol{I}$), kurį sudarome pratęsdami srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{C}}$ vektorių iki ašies {Re} (2.31 pav., c). Taip gauto stačiojo trikampio papildomas kraštines pažymime dydžiais I_1 ir I_2, ir iš čia parašome akivaizdžią tapatybę:

$$\mathrm{tg}\,(-\varphi^*_{\mathrm{i}}) = I_1/I_2. \tag{2.88}$$

Iš 2.31 pav., c, parodytų vektorinių diagramų matome, jog srovių $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$, ($\boldsymbol{I}_{\mathrm{C}} + \boldsymbol{I}_1$) ir $\boldsymbol{I}_2$ naujai sudarytas statusis trikampis ($\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$–($\boldsymbol{I}_{\mathrm{C}} + \boldsymbol{I}_1$)–$\boldsymbol{I}_2$) yra panašus į iš įtampų vektorių $\boldsymbol{U}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{r\,L}}$ sudarytą statųjį trikampį ($\boldsymbol{U}$–$\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}}$–$\boldsymbol{U}_{\mathrm{RL}}$), nes atitinkami jų kampai α yra lygūs. Todėl šių trikampių vienodiems kampams α parašome tapatybes:

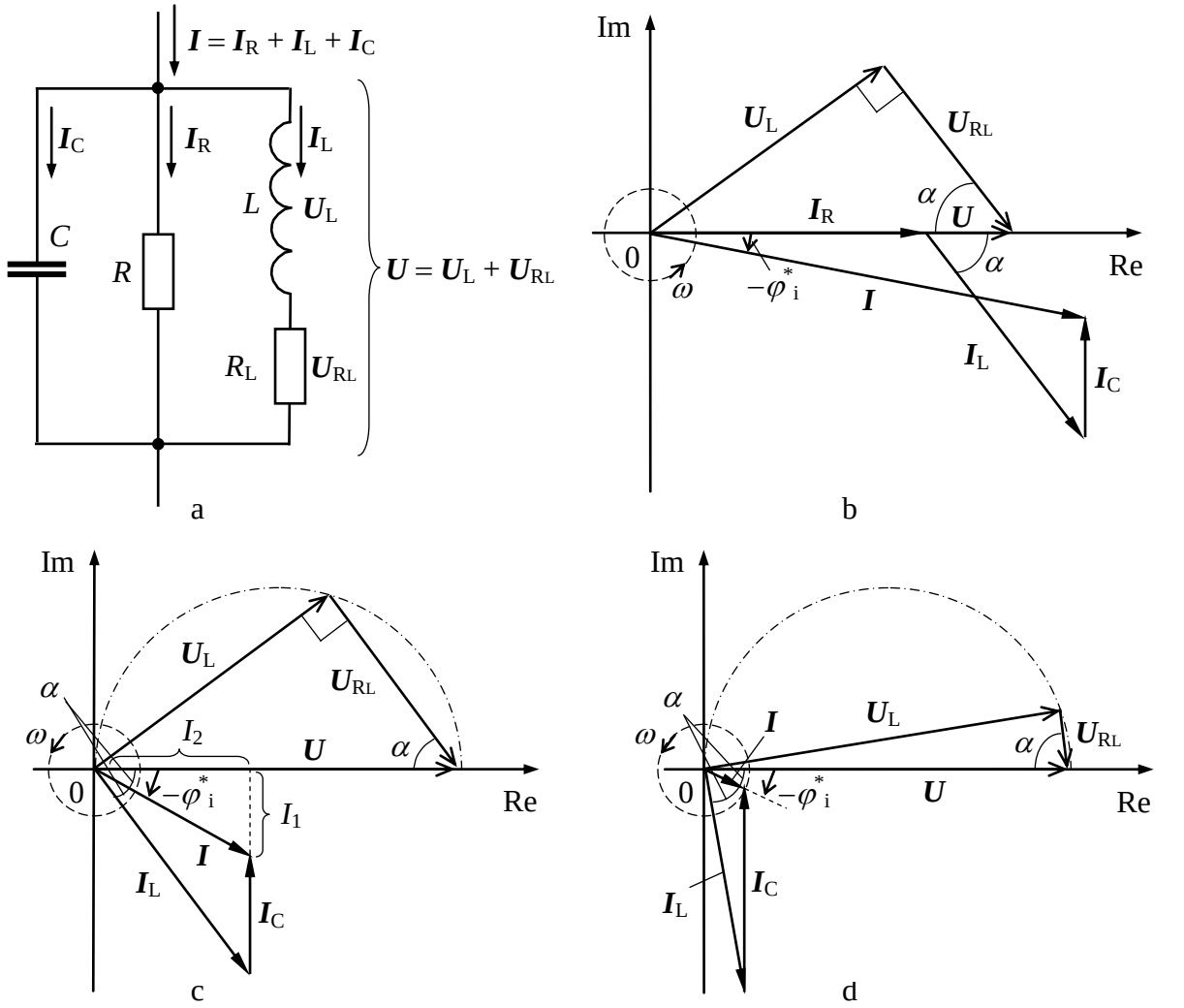
$$\mathrm{tg}\,\alpha = U_{\mathrm{o\,L}}/U_{\mathrm{o\,RL}} = (I_{\mathrm{o\,C}} + I_1)/I_2, \tag{2.89}$$

čia ir toliau indeksu „o“ yra pažymėti atitinkamų vektorių moduliai.

Iš srovių vektorių $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$, $\boldsymbol{I}_{\mathrm{C}}$, $\boldsymbol{I}_1$ ir $\boldsymbol{I}_2$ sudarytam stačiajam trikampiui ($\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$–($\boldsymbol{I}_{\mathrm{C}} + \boldsymbol{I}_1$)–$\boldsymbol{I}_2$) parašome Pitagoro teoremos išraišką:

$$I_{\mathrm{o\,L}}{}^2 = (I_{\mathrm{o\,C}} + I_1)^2 + I_2{}^2. \tag{2.90}$$

Iš (2.89) ir (2.90) galima parašyti išraišką ieškomo dydžio I_1 atžvilgiu:



2.31 pav. Lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinė, kurios indukcinės ritelės L varža $R_{\mathrm{L}} > 0$ (a), ir jos vektorinė diagrama: b – kai $0 < R < \infty$ ir $\omega < \omega^*_{\mathrm{o}}$; c – kai $R \Rightarrow \infty$ ir $\omega < \omega^*_{\mathrm{o}}$; d – kai $R \Rightarrow \infty$ ir $\omega \approx \omega^*_{\mathrm{o}}$ – rezonansinis dažnis

$$I_1 = \{U_{\mathrm{o\,L}} \cdot [I_{\mathrm{o\,L}}{}^2 - (I_1 + I_{\mathrm{o\,C}})^2]^{1/2} - I_{\mathrm{o\,C}} \cdot U_{\mathrm{o\,RL}}\}/U_{\mathrm{o\,RL}}. \qquad (2.91)$$

Rezonanso metu $\varphi^*_{\mathrm{i}} = 0$, ir iš (2.88) matome, kad tai atitinka sąlygą $I_1 = 0$. Todėl, kai $\omega = \omega^*_{\mathrm{o}}$, išraišką (2.91) perrašome taip:

$$0 = U_{\mathrm{o\,L}} \cdot (I_{\mathrm{o\,L}}{}^2 - I_{\mathrm{o\,C}}{}^2)^{1/2} - I_{\mathrm{o\,C}} \cdot U_{\mathrm{o\,RL}}, \qquad (2.92)$$

ir iš čia, pasinaudoję akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$U_{\mathrm{o\,L}} = I_{\mathrm{o\,L}} \cdot \omega^*_{\mathrm{o}} \cdot L,\ U_{\mathrm{o\,RL}} = I_{\mathrm{o\,L}} \cdot R_{\mathrm{L}},\ I_{\mathrm{o\,L}} = U_{\mathrm{o}}/(R_{\mathrm{L}} + \omega^*_{\mathrm{o}} \cdot L),\ I_{\mathrm{o\,C}} = U_{\mathrm{o}} \cdot \omega^*_{\mathrm{o}} \cdot C,$$

gauname ketvirto laipsnio algebrinę lygtį ieškomo rezonansinio dažnio ω^*_{o} atžvilgiu:

$$\omega^*_{\mathrm{o}}{}^4 + (2 \cdot R_{\mathrm{L}}/L) \cdot \omega^*_{\mathrm{o}}{}^3 + (2 \cdot R_{\mathrm{L}}{}^2/L^2) \cdot \omega^*_{\mathrm{o}}{}^2 + (2 \cdot R_{\mathrm{L}}{}^3/L^3) \cdot \omega^*_{\mathrm{o}} + + [R_{\mathrm{L}}{}^4/L^4 - (L \cdot C)^{-2}] = 0. \qquad (2.93)$$

Iš matematikos kurso žinome, jog ketvirto laipsnio algebrinė lygtis dar turi analizinį sprendinį, tačiau gauta lygtis (2.92) yra pakankamai sudėtinga ir jos realaus bei teigiamo sprendinio radimas reikalauja sudėtingų ir griozdiškų skaičiavimų. Todėl ieškosime apytikslio sprendinio. Taigi, iš vektorinių diagramų 2.31 pav., c ir d, matome, kad, esant rezonanso sąlygai: $\omega \Rightarrow \omega^*_{\mathrm{o}}$, įtampa $U_{\mathrm{RL\,(o)}} << U_{\mathrm{L\,(o)}}$, ir todėl varža $(\omega^*_{\mathrm{o}} \cdot L) >> R_{\mathrm{L}}$. Iš čia į išraišką (2.92) įstatome apytikslę srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$ modulio $I_{\mathrm{o\,L}}$ vertę $I_{\mathrm{o\,L}} \cong U_{\mathrm{o}}/(\omega^*_{\mathrm{o}} \cdot L)$, ir gauname supaprastinto pavidalo bikvadratinę ketvirto laipsnio algebrinę lygtį ieškomo rezonansinio dažnio ω^*_{o} atžvilgiu:

$$(L \cdot C)^2 \cdot \omega^*_{\mathrm{o}}{}^4 + (R_{\mathrm{L}} \cdot C)^2 \cdot \omega^*_{\mathrm{o}}{}^2 - 1 \cong 0. \qquad (2.94)$$

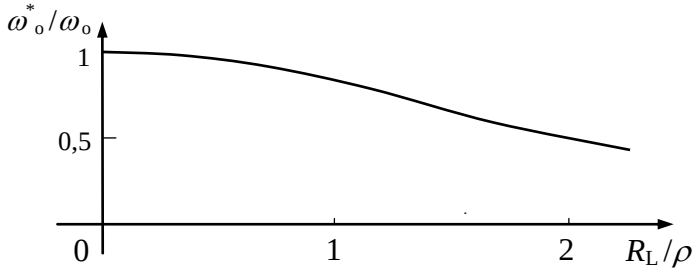
Iš (2.94), žinomo pakeitimo metodu, lengvai randame ieškomo dydžio $\omega^*_{\rm o}$ apytikslę vertę:

$$\omega^*_{\rm o} \cong \{[R_{\rm L}{}^4/(4\cdot L^4) + (L\cdot C)^{-2}]^{1/2} - R_{\rm L}{}^2/(2\cdot L^2)\}^{1/2} =$$

$$= \omega_0\cdot\{[R_{\rm L}{}^4/(4\cdot \rho^4) + 1]^{1/2} - R_{\rm L}{}^2/(2\cdot \rho^2)\}^{1/2}, \qquad (2.95)$$

čia antroji išraiška yra gauta, pasinaudojus išraiškomis (2.79) ir (2.81).

Iš (2.95) matome: kai varža $R_{\rm L} \Rightarrow 0$, dažnis $\omega^*_{\rm o} \Rightarrow \omega_{\rm o}$, o kai $R_{\rm L} > 0$ ir didėja, dažnis $\omega^*_{\rm o} < \omega_{\rm o}$ ir mažėja, artėdamas į nulį. Vaizdumo dėlei priklausomybė $\omega^*_{\rm o}\,(R_{\rm L})$ (2.95) yra parodyta 2.32 pav., čia dažnis $\omega^*_{\rm o}$ bei varža $R_{\rm L}$ atidėti atitinkamais normuotais masteliais: $\omega^*_{\rm o}/\omega_{\rm o}$ ir $R_{\rm L}/\rho$.



2.32 pav. Lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės *L* apvijų varža $R_{\rm L} > 0$, rezonansinio dažnio $\omega^*_{\rm o}$ priklausomybė nuo $R_{\rm L}$, čia dažnis $\omega^*_{\rm o}$ ir varža $R_{\rm L}$ atidėti atitinkamais normuotais masteliais: $\omega^*_{\rm o}/\omega_{\rm o}$ ir $R_{\rm L}/\rho$

Indukcinės ritelės *L* apvijų varža $R_{\rm L}$ turi įtakos ir lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės (2.31 pav., a) rezonansinei charakteristikai $T^*_{\rm Z\,lyg}(\omega)$, kurią iš apibrėžties (2.86) parašome taip:

$$T^*_{\rm Z\,lyg}(\omega) = Z^*_{\rm lig}(\omega)/Z^*_{\rm lig\,o}(\omega^*_{\rm o}). \qquad (2.96)$$

Kompleksinės varžos $\boldsymbol{Z}^*_{\rm lyg}$ modulį $Z^*_{\rm lyg}$ surasime tarę, kad $R = \infty$ ir parašę akivaizdžią tapatybę:

$$\boldsymbol{Z}^*_{\rm lyg} = [(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot L + R_{\rm L})/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)]/[(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot L + R_{\rm L}) + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)] =$$

$$= R_{\rm L}/\{(\omega\cdot C)^2\cdot[R_{\rm L}{}^2 + [\omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C)]^2]\} -$$

$$-\,\mathrm{j}\cdot\{[R_{\rm L}{}^2 + (\omega\cdot L)^2 - \rho^2]/\{\omega\cdot C\cdot\{R_{\rm L}{}^2 + [\omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C)]^2\}\}\}. \qquad (2.97)$$

Iš čia jau žinomu būdu gauname $\boldsymbol{Z}^*_{\rm lyg}$ modulio $Z^*_{\rm lyg}$ išraišką:

$$Z^*_{\rm lyg} = \{\{[R_{\rm L}/(\omega\cdot C)]^2 + (L/C)^2\}/\{R_{\rm L}{}^2 + [\omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C)]^2\}\}^{1/2}. \qquad (2.98)$$

Iš (2.98) matome: kai dažnis $\omega \Rightarrow 0$, lygiagrečiojo jungimo *LC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės *L* apvijų varža $R_{\rm L} > 0$, varžos $\boldsymbol{Z}^*_{\rm lyg}$ modulis $Z^*_{\rm lyg} \Rightarrow R_{\rm L}$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, modulis $Z^*_{\rm lyg} \Rightarrow 0$.

Rezonanso metu, kai $\omega = \omega^*_{\rm o}$, iš (2.98) modulis $Z^*_{\rm lyg\,o}(\omega^*_{\rm o})$ yra išreiškiama taip:

$$Z^*_{\rm lyg\,o}(\omega^*_{\rm o}) = \{[(R_{\rm L}/\omega^*_{\rm o}\cdot C)^2 + (L/C)^2]/R_{\rm L}{}^2\}^{1/2} =$$

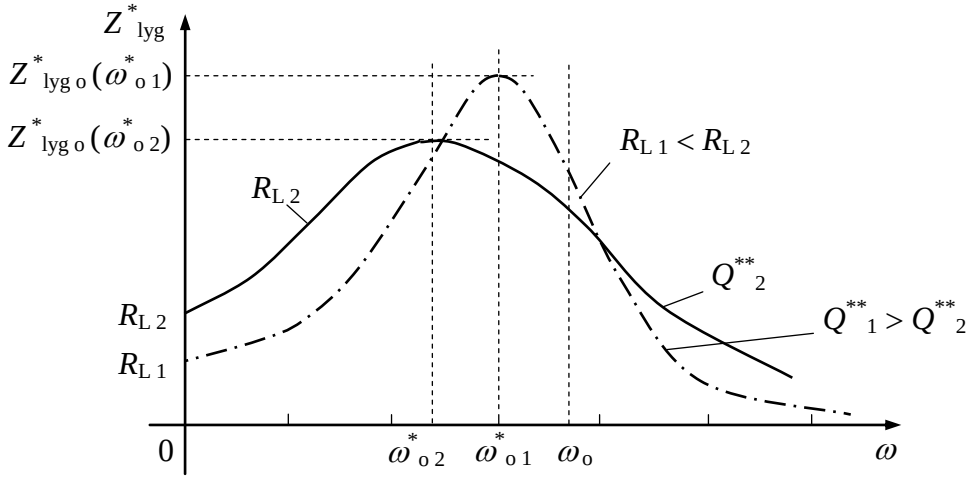
$$= (\rho^{*\,2} + \rho^4/R_{\rm L}{}^2)^{1/2} = \rho^*\cdot[1 + (\rho^*/R_{\rm L})^2)]^{1/2} = \rho^*\cdot(1 + Q^{**\,2})^{1/2}, \qquad (2.99)$$

čia, analogiškai išraiškoms (2.81), laikome, kad:

$$Q^{**} = \rho^*/R_{\rm L}, \quad \rho^* = \omega^*_{\rm o}\cdot L = 1/(\omega^*_{\rm o}\cdot C) \neq (L/C)^{1/2}, \qquad (2.100)$$

čia lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės *L* apvijų varža $R_{\rm L} > 0$, banginė varža ρ^* yra $R_{\rm L}$ funkcija (2.95). Todėl, mažėjant varžai $R_{\rm L}$, šio rezonansinio kontūro kokybė Q^{**} didėja mažiau, negu išeina iš atvirkštinės matematinės funkcijos $1/x$.

Iš (2.98) taip pat matome: lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės L apvijų varža $R_L > 0$, varžos $\boldsymbol{Z}^*_{lyg}$ modulis Z^*_{lyg}, esant sąlygai: $R \Rightarrow \infty$, rezonanso metu nėra lygūs ∞ (2.83), nes dažniui $\omega \Rightarrow \omega^*_o$, modulis $Z^*_{lyg\,o}(\omega^*_o) \neq \infty$. Vaizdumo dėlei čia išnagrinėtos varžos $\boldsymbol{Z}^*_{lyg}$ modulio Z^*_{lyg} (2.97) priklausomybė nuo dažnio ω ir apvijų varžos R_L įtaka šiai priklausomybei parodytos 2.33 pav.



2.33 pav. Lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės L apvijų varža $R_L \geq 0$ ir $R = \infty$, varžos $\boldsymbol{Z}^*_{lyg}$ modulio Z^*_{lyg} dažninė priklausomybė $Z^*_{lyg}(\omega)$

Iš 2.33 pav. matome: didėjant ritelės L apvijų varžai $R_L > 0$, lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės, kurioje indukcinės ritelės L apvijų varža $R_L > 0$, varžos $\boldsymbol{Z}^*_{lyg}$ modulio Z^*_{lyg} dažninės priklausomybės $Z^*_{lyg}(\omega)$ grafikas slenka į „kairę“ – žemesnių dažnių ω kryptimi. Taip yra todėl, kad, didėjant L apvijų varžai R_L, mažėja rezonansinio dažnio ω^*_o vertė ((2.95), 2.32 pav.). Taip pat rezonanso metu mažėja modulis $Z^*_{lyg\,o}(\omega^*_o)$, ir todėl dažninė priklausomybė $Z^*_{lyg}(\omega)$ vis labiau praranda aštraus rezonanso pobūdį.

Gautas išraiškas (2.98) ir (2.99) įstatome į (2.96), ir iš papildytos išraiškos randame lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės (2.31 pav., a), kurioje indukcinės ritelės L apvijų varža $R_L > 0$, rezonansinę charakteristiką:

$$T^*_{Z\,lyg}(\omega) = \{[R_L/(\omega \cdot C)]^2 + (L/C)^2]/\{(1 + Q^{**2}) \cdot [R_L^2 + [\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C)]^2\}\}^{1/2}/\rho^*. \quad (2.101)$$

Išraiška (2.101) yra gauta esant sąlygai: $R = \infty$ (2.31 pav., a). Akivaizdu, jog, esant šunto varžai $R << \infty$, turime tokį pat varžos R poveikį rezonansinei charakteristikai $T^*_{Z\,lyg}(\omega)$ (2.101), kaip ir anksčiau išnagrinėtoje lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinėje be varžos R_L, kai $R_L = 0$ (2.29 pav.). Varžų R ir R_L įtaką lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės (2.31 pav., a) rezonansinei charakteristikai $T^{**}_{Z\,lyg}(\omega)$ įvertinsime rasdami jos matematinę išraišką iš apibrėžties (2.96). Kai $0 \leq R < \infty$, tokio rezonansinio *RLC*– kontūro (2.31 pav., a) varžos $\boldsymbol{Z}^{**}_{lyg}$ modulis Z^{**}_{lyg} yra dviejų lygiagrečiai sujungtų varžų R ir $\boldsymbol{Z}^*_{lyg}$ (2.98) vertė. Tačiau čia būtina pasakyti, kad reaktyviuosius elementus turinčios grandinės varžos $\boldsymbol{Z}$ modulis Z negali būti skaičiuojamas iš jos atskirų elementų varžų modulių, nes tokiu atveju yra gaunama neteisinga išraiška. Todėl anksčiau pateiktą išraišką (2.97) papildysime varžos R nariu ir parašysime taip:

$$1/\boldsymbol{Z}^{**}_{lyg} = 1/R + j \cdot \omega \cdot C + 1/(j \cdot \omega \cdot L + R_L) =$$

$$= 1/R + R_L/[R_L^2 + (\omega \cdot L)^2] + j \cdot \{\omega \cdot C - \omega \cdot L/[R_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}. \quad (2.102)$$

Iš čia jau žinomu būdu gauname varžos $\boldsymbol{Z}^{**}_{lyg}$ modulio Z^{**}_{lyg} išraišką:

$$Z^{**}_{lyg} = \{\{1/R + R_L/[R_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}^2 + \{\omega \cdot C - \omega \cdot L/[R_L^2 + (\omega \cdot L)^2]\}^2\}^{-1/2}. \quad (2.103)$$

Rezonanso metu, kai $\omega = \omega^*_o$, iš (2.103) modulis $Z^{**}_{lyg\,o}(\omega^*_o)$ yra išreiškiamas taip:

$$Z^{**}{}_{\text{lyg o}}(\omega^{*}_{\text{o}}) = \{[1/R + R_{\text{L}}/(R_{\text{L}}{}^2 + \rho^{*2})]^2 + [1/\rho^{*} - \rho^{*}/(R_{\text{L}}{}^2 + \rho^{*2})]^2\}^{-1/2} =$$
$$= \{[1/R + 1/(R_{\text{L}} + \rho^{*}\cdot Q^{**})]^2 + [1/\rho^{*} - 1/(R_{\text{L}}/Q^{**} + \rho^{*})]^2\}^{-1/2}. \quad (2.104)$$

Pasinaudoję apibrėžtimi (2.96) ir gautomis išraiškomis (2.103), (2.104), randame lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės (2.31 pav., a), kurioje indukcinės ritelės *L* apvijų varža $R_{\text{L}} > 0$ ir šunto varža $R << \infty$, rezonansinę charakteristiką:

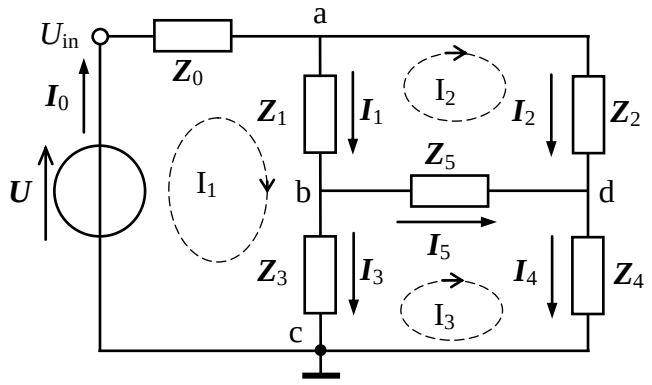
$$T^{**}{}_{\text{Z lyg}}(\omega) = Z^{**}{}_{\text{lig}}(\omega)/Z^{**}{}_{\text{lig o}}(\omega^{*}_{\text{o}}) =$$
$$= \{\{[1/R + 1/(R_{\text{L}} + \rho^{*}\cdot Q^{**})]^2 + [1/\rho^{*} - 1/(R_{\text{L}}/Q^{**} + \rho^{*})]^2\}/$$
$$/\{\{1/R + R_{\text{L}}/[R_{\text{L}}{}^2 + (\omega\cdot L)^2]\}^2 + \{\omega\cdot C - \omega\cdot L/[R_{\text{L}}{}^2 + (\omega\cdot L)^2]\}^2\}\}^{1/2}. \quad (2.105)$$

Iš gautos išraiškos (2.105) matome: kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega^{*}_{\text{o}}$, vertė $T^{**}{}_{\text{Z lyg o}}(\omega_{\text{o}}) \Rightarrow 1$, kai dažnis $\omega \Rightarrow \infty$, vertė $T^{**}{}_{\text{Z lyg}}(\omega) \Rightarrow 0$, o kai $\omega \Rightarrow 0$, rezonansinės charakteristikos (2.105) vertė $T^{**}{}_{\text{Z lyg}}(\omega) \Rightarrow [R_{\text{L}}\ R/(R + R_{\text{L}})]/Z^{**}{}_{\text{lig o}}(\omega^{*}_{\text{o}}) << 1$. Taigi, parodėme, jog ir bendriausiu atveju lygiagrečiojo jungimo *RLC*– grandinės (2.31 pav., a) rezonansinės charakteristikos (2.105) grafinė priklausomybė nuo dažnio ω yra tokio pat pavidalo, kaip parodytų 2.29 pav.

1.1.3. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė kontūrinių srovių metodu

Anksčiau parodėme, kad analizuojant radiotechnines grandines klasikiniu metodu – taikant Kirchhofo taisykles, galima rasti tiek nežinomų dydžių, kiek grandinė turi šakų. Iš čia darome išvadą, kad iš esmės yra randamos srovės $\boldsymbol{I}_i$ visose bet kokio sudėtingumo grandinės šakose. Šios srovės $\boldsymbol{I}_i$ yra randamos taikant *kontūrinių srovių metodą*, kurio pamatinį pranašumą sudaro tai, kad bet kokio sudėtingumo tiesinė radioelektroninė ar elektrotechninė grandinė yra aprašoma mažesne matematinių lygčių sistema – parašomų lygčių skaičius yra mažesnis.

Pailiustruosime kontūrinių srovių metodą išnagrinėdami elektronikoje plačiai taikomą *Vitstono tiltelio* grandinę, kurios bendriausias schemos atvejis yra parodytas 2.34 pav.



2.34 pav. Vitstono tiltelio grandinė – elektronikoje vadinama *Vitstono tilteliu*, arba *varžos matavimo tilteliu*

Kontūrinių srovių metodo esmę sudaro tai, kad sudėtingoje elektroninėje grandinėje visi nepriklausomi – poveikio harmoninės srovės $\boldsymbol{I}_i$ šaltiniai yra pakeičiami jų ekvivalenčiais harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_i$ šaltiniais. Tai yra parodyta šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje 1.13 pav. Paskui yra išskiriami *pirminiai kontūrai*, kurių apeinamame „plote“ nėra kitų pirminių kontūrų. Taikant šį principą, Vitstono tiltelio grandinei (2.34 pav.) galima sudaryti tris pirminius kontūrus:

1 – $\boldsymbol{U}$-$\boldsymbol{Z}_0$-$\boldsymbol{Z}_1$-$\boldsymbol{Z}_3$-$\boldsymbol{U}$ – pirmasis kontūras I_1, (2.106a)

2 – $\boldsymbol{Z}_1$-$\boldsymbol{Z}_5$-$\boldsymbol{Z}_2$-$\boldsymbol{Z}_1$ – antrasis kontūras I_2, (2.106b)

3 – $\boldsymbol{Z}_3$-$\boldsymbol{Z}_5$-$\boldsymbol{Z}_4$-$\boldsymbol{Z}_3$ – trečiasis kontūras I_3. (2.106c)

Kitame etape taikant kontūrinių srovių metodą yra tariama, kad laisvai pasirinktomis pirminių kontūrų I_i apėjimo kryptimis teka nepriklausomos – *tariamos kontūrinės srovės*: atitinkamai $\boldsymbol{I}^*_1$ – pirmajame, $\boldsymbol{I}^*_2$ – antrajame ir $\boldsymbol{I}^*_3$ – trečiajame kontūruose. Čia tariamos kontūrinės srovės $\boldsymbol{I}^*_i$ yra parašytos su indeksu „*“ tam, kad skirtųsi nuo grandinės šakose ir jų radiotechniniuose elementuose $\boldsymbol{Z}_j$ išties – realiai tekančių srovių $\boldsymbol{I}_j$. Realiai tekančių srovių $\boldsymbol{I}_j$ kryptys yra parenkamos vadovaujantis anksčiau aptartomis Kirchhofo taisyklėmis (2.7) kiekviename grandinės mazge. Vitstono tiltelio atveju šios kryptys parodytos 2.34 pav. Iš čia realios srovės $\boldsymbol{I}_j$ yra išreiškiamos per kontūrines sroves $\boldsymbol{I}^*_i$ tokio pavidalo akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$\boldsymbol{I}_0 = \boldsymbol{I}^*_1,\ \boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{I}^*_2,\ \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{I}^*_2,\ \boldsymbol{I}_3 = \boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{I}^*_3,\ \boldsymbol{I}_4 = \boldsymbol{I}^*_3,\ \boldsymbol{I}_5 = -\boldsymbol{I}^*_2 + \boldsymbol{I}^*_3, \quad (2.106)$$

čia tariamosios kontūro srovės $\boldsymbol{I}^*_i$ ženklas + yra rašomas, kai jos kryptis sutampa su realios srovės $\boldsymbol{I}_j$ kryptimi, o ženklas –, kai tos kryptys nesutampa (čia $i = 1, 2$ arba 3; $j = 1–5$).

Kitame sprendimo kontūrinių srovių metodu etape pirminiams kontūrams I_i yra taikoma antroji Kirchhofo taisyklė (2.11), ir todėl Vitstono tiltelio atveju (2.34 pav.) galime parašyti trijų nepriklausomų lygčių sistemą:

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_0 + \boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_1 - \boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_3 = \boldsymbol{U},\\ &\boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_2 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_5 - \boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_1 - \boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_5 = 0,\\ &\boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_3 + \boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_5 + \boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_4 - \boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_5 = 0, \end{aligned}\right\} \quad (2.107)$$

čia lygtys yra papildytos atitinkamais įtampų nariais, kurie susidaro skirtingų kontūrų $I_{i,j}$ ryšio elementuose $\boldsymbol{Z}_{ij}$ dėl gretimuose kontūruose $I_{i,j}$ tekančių tariamų kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_{i,j}$, čia $i \neq j$.

Ryšio elemente $\boldsymbol{Z}_{ij}$ atsirandanti papildoma įtampa $\boldsymbol{U}_{ij}$ yra rašoma su ženklu +, kai juo tekančių tariamų kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_{i,j}$ kryptys sutampa, arba su ženklu –, kai tų srovių $\boldsymbol{I}^*_{i,j}$ kryptys yra priešingos.

Lygčių sistemą (2.107) pertvarkome taip:

$$\left.\begin{aligned} &(\boldsymbol{Z}_0 + \boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_3)\cdot\boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{I}^*_2 - \boldsymbol{Z}_3\cdot\boldsymbol{I}^*_3 = \boldsymbol{U},\\ &-\boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{I}^*_1 + (\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_2 + \boldsymbol{Z}_5)\cdot\boldsymbol{I}^*_2 - \boldsymbol{Z}_5\cdot\boldsymbol{I}^*_3 = 0,\\ &-\boldsymbol{Z}_3\cdot\boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{Z}_5\cdot\boldsymbol{I}^*_2 + (\boldsymbol{Z}_3 + \boldsymbol{Z}_5 + \boldsymbol{Z}_4)\cdot\boldsymbol{I}^*_3 = 0. \end{aligned}\right\} \quad (2.108)$$

Iš parašytų lygčių (2.107) ir (2.108), bei jų sudarymo tvarkos kyla trys akivaizdžios kontūrinių srovių metodo taisyklės:

1) jeigu nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje, be nepriklausomų – poveikio įtampos šaltinių $\boldsymbol{U}_i$ yra nepriklausomų – poveikio srovės šaltinių $\boldsymbol{I}_j$, tai visi srovės šaltiniai $\boldsymbol{I}_j$ yra pakeičiami jų ekvivalenčiais įtampos šaltiniais $\boldsymbol{U}_j$ (1.13 pav. šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje);
2) pirminiame kontūre I_i pasirinktos tariamosios kontūrinės srovės $\boldsymbol{I}^*_n$ krypties atžvilgiu ir esančių tame pirminiame kontūre I_i nepriklausomų – poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{(i+j)}$ šaltinių pasirinktų poliškumų atžvilgiu, rašydami kontūro elementuose $\boldsymbol{Z}_{ij}$ esančių įtampų $\boldsymbol{U}_{ij}$ balanso lygtį, taikome antrosios Kirchhofo taisyklės (2.11) principus;
3) jeigu antrajame punkte nagrinėjamas pirminis kontūras I_i turi bendrų grandinės elementų su kitais pirminiais kontūrais I_j, čia $i \neq j$, tai nagrinėjamo pirminio kontūro I_i įtampų $\boldsymbol{U}_{ij}$ balanso lygtis yra papildoma įtampų $\boldsymbol{U}^*_{ij}$ tuose bendruose elementuose $\boldsymbol{Z}_{ij}$ algebriniais nariais, kurių įtampa $\boldsymbol{U}^*_{ij}$ yra išreiškiama Omo dėsniu grandinės daliai per tariamąsias sroves $\boldsymbol{I}^*_i$ kituose kontūruose, ir ženklas + arba – yra rašomas taikant šią taisykle: jei tariamųjų kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_i$ kryptys bendrame elemente $\boldsymbol{Z}_{ij}$ sutampa, rašome +, o jei nesutampa, rašome –.

Iš (2.108) lygčių sistemos matome, kad joje yra įtampų narių, išreikštų kontūrą

sudarančių varžų suma ir tame kontūre tekančia tariamąja srove $\boldsymbol{I}^*_i$. Todėl matematiniu požiūriu tokio pavidalo lygčių sistemą patogu parašyti *kanoniniu pavidalu*:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{Z}_{11}\cdot\boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{Z}_{12}\cdot\boldsymbol{I}^*_2 - \boldsymbol{Z}_{13}\cdot\boldsymbol{I}^*_3 &= \boldsymbol{U}, \\ -\boldsymbol{Z}_{21}\cdot\boldsymbol{I}^*_1 + \boldsymbol{Z}_{22}\cdot\boldsymbol{I}^*_2 - \boldsymbol{Z}_{23}\cdot\boldsymbol{I}^*_3 &= 0, \\ -\boldsymbol{Z}_{31}\cdot\boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{Z}_{32}\cdot\boldsymbol{I}^*_2 + \boldsymbol{Z}_{33}\cdot\boldsymbol{I}^*_3 &= 0, \end{aligned}\right\} \qquad (2.109)$$

čia: $\boldsymbol{Z}_{11} = \boldsymbol{Z}_0 + \boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_3$ – savoji pirmojo kontūro (I_1) varža; $\boldsymbol{Z}_{22} = \boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_2 + \boldsymbol{Z}_5$ – savoji antrojo kontūro (I_2) varža; $\boldsymbol{Z}_{33} = \boldsymbol{Z}_3 + \boldsymbol{Z}_5 + \boldsymbol{Z}_4$ – savoji trečiojo kontūro (I_3) varža; $\boldsymbol{Z}_{12} = \boldsymbol{Z}_{21} = \boldsymbol{Z}_1$ – ryšio tarp pirmojo I_1 bei antrojo I_2 (ir atvirkščiai) kontūrų varža; $\boldsymbol{Z}_{13} = \boldsymbol{Z}_{31} = \boldsymbol{Z}_3$ – ryšio tarp pirmojo I_1 bei trečiojo I_3 (ir atvirkščiai) kontūrų varža; $\boldsymbol{Z}_{23} = \boldsymbol{Z}_{32} = \boldsymbol{Z}_5$ – ryšio tarp antrojo I_2 ir trečiojo I_3 (ir atvirkščiai) kontūrų varža.

Iš matematikos kurso žinome, jog kanoninio pavidalo tiesinių lygčių sistema (2.109) gali būti išsprendžiama *Gauso metodu* arba pasinaudojus *Kramerio taisyklėmis*. Pavyzdžiui, Gauso metodu iš (2.109), atlikę nesudėtingus, bet griozdiškus skaičiavimus, randame kontūrines tariamąsias sroves $\boldsymbol{I}^*_i$. Kitu etapu iš (2.106) atlikę anksčiau išraiškose (2.109) padarytų pakeitimų $\boldsymbol{Z}_{nm} = \boldsymbol{Z}_i$ atstatymą, randame, pavyzdžiui, grandinės elemente $\boldsymbol{Z}_5$ tekančią realią srovę $\boldsymbol{I}_5$:

$$\boldsymbol{I}_5 = \boldsymbol{U}\cdot(\boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{Z}_4)/\{\boldsymbol{Z}_1\cdot(\boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{Z}_4) - \boldsymbol{Z}_0\cdot\boldsymbol{Z}_5\cdot(\boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{Z}_4)/\boldsymbol{Z}_4 +$$

$$+ \boldsymbol{Z}_4\cdot[\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_3 + \boldsymbol{Z}_0\cdot(\boldsymbol{Z}_4 + \boldsymbol{Z}_3)/\boldsymbol{Z}_4)]\cdot[\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_5 + \boldsymbol{Z}_2\cdot(\boldsymbol{Z}_4 + \boldsymbol{Z}_5)/\boldsymbol{Z}_4)]\}. \qquad (2.110)$$

Iš gautos išraiškos (2.110) matome, jog reali srovė $\boldsymbol{I}_5 = 0$ tada, kai yra tenkinama sąlyga:

$$\boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3 - \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{Z}_4 = 0 \quad \text{arba} \quad \boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3 = \boldsymbol{Z}_1\cdot\boldsymbol{Z}_4, \text{ arba} \quad \boldsymbol{Z}_2/\boldsymbol{Z}_4 = \boldsymbol{Z}_1/\boldsymbol{Z}_3. \qquad (2.111)$$

Gauta išraiška (2.111) yra vadinama Vitstono tiltelio (2.34 pav.) *balanso sąlyga*. Ji yra plačiai taikoma elektrotechninėse matavimų grandinėse. Akivaizdu, kad esant, pavyzdžiui, žinomiems dydžiams $\boldsymbol{Z}_1$, $\boldsymbol{Z}_2$ ir $\boldsymbol{Z}_3$, ir nežinomam dydžiui $\boldsymbol{Z}_4 = \boldsymbol{Z}_x$, jos vertė balanso atveju iš (2.111) yra išreiškiama taip:

$$\boldsymbol{Z}_x = \boldsymbol{Z}_2\cdot\boldsymbol{Z}_3/\boldsymbol{Z}_1, \qquad (2.112)$$

čia žinomi dydžiai $\boldsymbol{Z}_i$ gali būti rezistoriai R_i, kondensatoriai C_i arba indukcinės ritelės L_i, t. y. ieškomas (matuojamas) dydis gali būti rezistoriaus varža R_i, kondensatoriaus talpa C_i arba indukcinės ritelės induktyvumas L_i, o taip pat iš jų sudarytos įvairios *RLC*– grandinės.

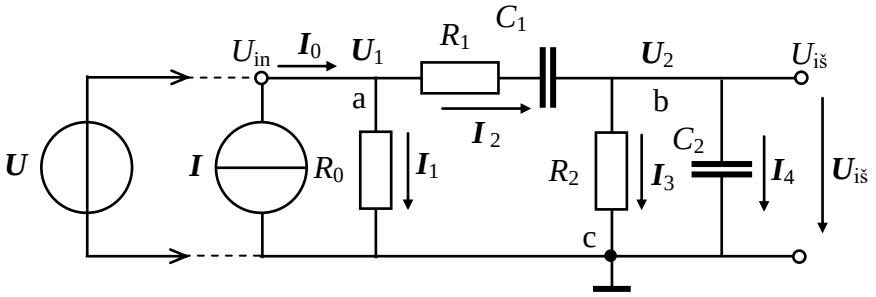
Akivaizdu, kad Vitstono tiltelio (2.34 pav.) balansavimo principu veikiantis elektroninis matavimo prietaisas turi turėti bent vieną iš žinomų elementų $\boldsymbol{Z}_1$, $\boldsymbol{Z}_2$ ir $\boldsymbol{Z}_3$, pavyzdžiui, kintamos vertės Z_3 su atitinkamai sugraduotomis rodmenimis (skale). Elektronikos literatūroje Vitstono tiltelis dažnai yra vadinamas *varžos matavimo tilteliu*.

Šio skyrelio pabaigai pasakysime, kad gauta balanso sąlyga (2.111) gali būti išvesta ir paprastesniu būdu, pasinaudojus tuo, kad $\boldsymbol{I}_5 \Rightarrow 0$, kai $\boldsymbol{U}_{Z5} = \varphi_b - \varphi_d \Rightarrow 0$ – įtampa rezistoriuje $\boldsymbol{Z}_5$ (2.34 pav.). Šiuo atveju tereikia užrašyti mazgų b ir d atitinkamų potencialų φ_b ir φ_d skirtumą, ir jį prilyginti nuliui. Potencialai φ_b ir φ_d mazgo c atžvilgiu yra lengvai parašomi, pasinaudojus žinoma rezistorinio įtampos daliklio išraiška (2.87), ir tai padarykite savarankiškai.

1.1.4. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė mazginių įtampų metodu

Mazginių įtampų metodas yra analogiškas anksčiau išnagrinėtam kontūrinių srovių metodui ir todėl mazginių įtampų metodu parašomų lygčių skaičius yra mažesnis už gaunamų lygčių skaičių klasikiniu metodu. Esminį mazginių įtampų metodo skirtumą nuo kontūrinių

srovių metodo nusako jo pavadinimas – iš esmės šiuo metodu yra randamos įtampos $\boldsymbol{U}_{ij}$ visuose bet kokio sudėtingumo grandinės mazguose. Pailiustruosime mazginių įtampų metodą išnagrinėdami elektronikoje plačiai taikomą *Vyno tiltelio* grandinę, kurios bendriausias schemos atvejis parodytas 2.35 pav.



2.35 pav. Vyno tiltelio grandinė

Iš 2.35 pav. matome, jog Vyno tiltelis yra sudarytas iš dviejų nuosekliai sujungtų *RC*–grandinių – aukštųjų dažnių filtro R_1–C_1 ir žemųjų dažnių filtro R_2–C_2, kurie iš esmės sudaro įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U} \Rightarrow \boldsymbol{U}_1$ daliklį išėjime $U_{iš}$. Taikant mazginių įtampų metodą, poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_i$ šaltiniai yra pakeičiami ekvivalenčiais srovės šaltiniais $\boldsymbol{I}_j$, tai yra parodyta šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje 1.13 pav., o nagrinėjamame Vyno tiltelyje tai yra padaryta lygiagrečiai sujungtais idealiu srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}$ ir ekvivalentine vidaus varža R_0 (2.35 pav.). Vyno tiltelis turi tris mazgus: a, b ir c, iš kurių vienas, pavyzdžiui, mazgas c, yra parenkamas *baziniu mazgu* – įžemintas. Todėl jo potencialas $\varphi_c = 0$, o kitų likusių mazgų a ir b atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_1$ ir $\boldsymbol{U}_2$ yra parenkamos teigiamos bazinio mazgo c atžvilgiu. Remdamiesi pirmosios Kirchhofo taisyklės principais (2.7), Vyno tiltelio mazguose a ir b pažymime srovių grandinės šakose simbolius $\boldsymbol{I}_i$ – dydžius $\boldsymbol{I}_{(0–4)}$, ir parenkame šių srovių kryptį taip, kaip yra parodyta 2.35 pav. (čia galimi ir kiti variantai). Taikydami Omo dėsnį grandinės daliai šių srovių dydžius $\boldsymbol{I}_{(0–4)}$ išreiškiame taip:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{U}_1 \cdot \boldsymbol{Y}_1, \qquad \boldsymbol{I}_2 = (\boldsymbol{U}_1 - \boldsymbol{U}_2) \cdot \boldsymbol{Y}_2, \qquad \boldsymbol{I}_3 = \boldsymbol{U}_2 \cdot \boldsymbol{Y}_3, \qquad \boldsymbol{I}_4 = \boldsymbol{U}_2 \cdot \boldsymbol{Y}_4, \qquad (2.113)$$

čia atitinkamų grandinės radiotechninių elementų ir atitinkamų šakų laidžiai yra:

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{Y}_1 = 1/R_0; \qquad \boldsymbol{Y}_2 = [R_1 + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_1)]^{-1}; \\ &\boldsymbol{Y}_3 = 1/R_2; \qquad \boldsymbol{Y}_4 = \mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_2\,. \end{aligned}\right\} \qquad (2.113a)$$

Taikydami pirmąją Kirchhofo taisyklę Vyno tiltelio mazgams a ir b parašome srovių $\boldsymbol{I}_{(0–4)}$ balanso lygtys:

$$\boldsymbol{I}_0 - \boldsymbol{I}_1 - \boldsymbol{I}_2 = 0, \qquad \boldsymbol{I}_2 - \boldsymbol{I}_3 - \boldsymbol{I}_4 = 0,$$

ir į jas įstatę atitinkamų srovių išraiškas iš (2.113), gauname tiesinę nepriklausomų lygčių sistemą ieškomoms mazgų įtampoms:

$$\left.\begin{aligned} &(\boldsymbol{Y}_1 + \boldsymbol{Y}_2)\cdot\boldsymbol{U}_1 - \boldsymbol{Y}_2\cdot\boldsymbol{U}_2 = \boldsymbol{I}_0, \\ &-\boldsymbol{Y}_2\cdot\boldsymbol{U}_1 + (\boldsymbol{Y}_2 + \boldsymbol{Y}_3 + \boldsymbol{Y}_4)\cdot\boldsymbol{U}_2 = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (2.114)$$

čia antroji lygtis yra parašyta taip, kad matricos pagrindinės įstrižainės ieškomo nario $\boldsymbol{U}_2$ ženklas būtų teigiamas.

Iš gautų lygčių (2.114) pavidalo ir jų sudarymo tvarkos kyla trys akivaizdžios mazginių įtampų metodo taisyklės:

1) jeigu nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje, be nepriklausomų – poveikio srovės šaltinių $\boldsymbol{I}_j$, yra nepriklausomų – poveikio įtampos šaltinių $\boldsymbol{U}_i$, tai visi šie įtampos šaltiniai $\boldsymbol{U}_i$ yra pakeičiami jų ekvivalenčiais srovės šaltiniais $\boldsymbol{I}_i$ (1.13 pav. šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje);

2) vienas iš grandinės mazgų yra parenkamas baziniu mazgu ir įžeminamas – jo potencialas yra lygus nuliui, o likusių kitų mazgų įtampos $\boldsymbol{U}_n$ yra pasirenkamos teigiamos bazinio mazgo atžvilgiu, ir šiems mazgams, taikant pirmąją Kirchhofo taisyklę, yra rašomos atitinkamos srovių balanso lygtys;
3) srovių balanso lygtys yra sudaromos taip: nagrinėjamo mazgo *n* srovių balanso lygties pagrindinis teigiamas narys $\boldsymbol{I}_n$ yra išreiškiamas jo įtampos $\boldsymbol{U}_n$ ir iš mazgo *n* išeinančių (įeinančių) šakų laidžių sumos sandauga, papildant šią lygties algebrinę dalį kitais neigiamais nariais, išreikštais tų šakų laidžių ir atitinkamų kitų mazgų įtampų $\boldsymbol{U}_m$ sandauga, ir šiuo būdu gauta algebrinė suma yra prilyginama prie nagrinėjamo mazgo *n* prijungtų srovės šaltinių $\boldsymbol{I}_{(i+j)}$ generuojamų srovių algebrinei sumai, kurioje įtekanti į *n* mazgą srovė yra rašoma su ženklu +, o ištekanti srovė – su ženklu –. Kai nagrinėjamame mazge *n* nėra prijungtų srovės šaltinių ($\boldsymbol{I}_{(i+j)} = 0$), tai tokio mazgo srovių balanso lygties algebrinių narių suma yra prilyginama nuliui.

Iš (2.114) lygčių sistemos matome, kad joje pagrindinės įstrižainės įtampų $\boldsymbol{U}_i$ koeficientai yra išreikšti grandinės mazge prijungtų šakų laidžių suma. Todėl matematiniu požiūriu tokio pavidalo lygčių sistemą patogu užrašyti kanoniniu pavidalu:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{Y}_{11}\cdot\boldsymbol{U}_1 - \boldsymbol{Y}_{12}\cdot\boldsymbol{U}_2 &= \boldsymbol{I}_0, \\ -\boldsymbol{Y}_{21}\cdot\boldsymbol{U}_1 + \boldsymbol{Y}_{22}\cdot\boldsymbol{U}_2 &= 0, \end{aligned}\right\} \qquad (2.115)$$

čia: $\boldsymbol{Y}_{11} = \boldsymbol{Y}_1 + \boldsymbol{Y}_2$ – mazgo a *savasis laidumas (laidis)*; $\boldsymbol{Y}_{22} = \boldsymbol{Y}_2 + \boldsymbol{Y}_3 + \boldsymbol{Y}_4$ – mazgo b savasis laidis; $\boldsymbol{Y}_{12} = \boldsymbol{Y}_{21} = \boldsymbol{Y}_2$ – mazgų a ir b *ryšio laidis* (šakos tarp mazgų a ir b laidis).

Iš matematikos kurso žinome, jog kanoninio pavidalo tiesinių lygčių sistema (2.115) gali būti išsprendžiama Gauso metodu arba pasinaudojus Kramerio taisyklėmis. Pavyzdžiui, Gauso metodu iš (2.115), atlikę nesudėtingus, bet griozdiškus skaičiavimus, randame mazgines įtampas $\boldsymbol{U}_i$. Kitu etapu, atlikę anksčiau išraiškose (2.113) ir (2.115) padarytų pakeitimų $\boldsymbol{Y}_{nm} = \boldsymbol{Y}_i$ atstatymą, randame įtampą, pavyzdžiui, $\boldsymbol{U}_2$ grandinės elemente C_2 arba R_2 – įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ Vyno tiltelio (2.35 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$, išreikštą grandinės radiotechniniais elementais *R*, *C* ir įėjimo U_{in} poveikio harmonine srove $\boldsymbol{I}_0 = I_{\text{o}}\cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t}$. Tačiau čia pasakysime, jog dažniausiai yra ieškoma išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$, kai Vyno tiltelio įėjimo U_{in} poveikis yra įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}} \equiv \boldsymbol{U}_1 = U_{\text{o}}\cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t}$. Šiuo atveju Vyno tiltelis yra nagrinėjamas kaip kompleksinis įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ daliklis. Todėl išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ per įtampą $\boldsymbol{U}_1$ yra išreiškiama akivaizdžia tapatybe:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{U}_1\cdot\boldsymbol{Z}_2/(\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_2), \qquad (2.116)$$

čia:

$$\boldsymbol{Z}_1 = 1/\boldsymbol{Y}_2 = R_1 + 1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_1) = R_1 - \text{j}/(\omega\cdot C_1), \qquad (2.117)$$

ir tai yra aukštųjų dažnių filtro varža;

$$\begin{aligned} \boldsymbol{Z}_2 &= 1/(\boldsymbol{Y}_3 + \boldsymbol{Y}_4) = (1/R_2 + + \text{j}\cdot\omega\cdot C_2)^{-1} = \\ &= R_2/[1 + (\omega\cdot R_2\cdot C_2)^2] - \text{j}\cdot\omega\cdot R_2^2\cdot C_2/[1+ (\omega\cdot R_2\cdot C_2)^2], \end{aligned} \qquad (2.118)$$

ir tai yra žemųjų dažnių filtro varža.

Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u Vn}}$ yra parašomas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u Vn}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_1, \qquad (2.119)$$

ir iš čia, pasinaudoję išraiškomis (2.116)–(2.118), randame:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u Vn}} = R_2\cdot(b + a\cdot c)/(1 + a^2)\cdot(b^2 + c^2) + \text{j}\cdot[R_2\cdot(c - a\ b)/(1 + a^2)\cdot(b^2 + c^2)], \qquad (2.120)$$

čia:

$$a = \omega\cdot R_2\cdot C_2 = \omega\cdot\tau_2;\ \ b = R_1 + R_2/(1 + a^2);\ \ c = 1/(\omega\cdot C_1) + R_2/(1/a + a). \qquad (2.121)$$

Iš gautų išraiškų (2.120) ir (2.121) žinomu būdu randame Vyno tiltelio (2.35 pav.)

išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazę $\varphi_{u\,Vn}(\omega)$ įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1 = U_o \cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{u\,Vn}(\omega) = \text{arctg}\,[(c - a\cdot b)/(b + a\cdot c)] = \text{arctg}\,[(1/\omega - \omega\cdot\tau_1\cdot\tau_2)/(\tau_1 + \tau_2 + R_2\cdot C_1)], \quad (2.122)$$

ir įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\,Vn}$ dažninę charakteristiką $K_{u\,Vn}(\omega)$:

$$\begin{aligned} K_{u\,Vn}(\omega) &= \{[R_2\cdot(b + a\cdot c)/(1 + a^2)\cdot(b^2 + c^2)]^2 + \\ &+ [R_2\cdot(c - a\cdot b)/(1 + a^2)\cdot(b^2 + c^2)]^2\}^{1/2} = \\ &= R_2/[(1 + a^2)\cdot(b^2 + c^2)]^{1/2}, \end{aligned} \quad (2.123)$$

čia: $\tau_1 = R_1\cdot C_1$; $\tau_2 = R_2\cdot C_2$.

Iš Vyno tiltelio fazinės charakteristikos $\varphi_{u\,Vn}(\omega)$ išraiškos (2.122) matome: kai skaitiklyje esanti išraiška $(1/\omega - \omega\cdot\tau_1\cdot\tau_2) \Rightarrow 0$, tai ir $\varphi_{u\,Vn}(\omega) \Rightarrow 0$, ir iš čia randame Vyno tiltelio rezonansinio dažnio $\omega_{o\,Vn}$ išraišką bendriausiu atveju:

$$\omega_{o\,Vn} = (\tau_1\cdot\tau_2)^{-1/2} = (R_1\cdot C_1\cdot R_2\cdot C_2)^{-1/2}. \quad (2.124)$$

Kai $\omega \Rightarrow 0$ arba $\omega \Rightarrow \infty$, iš (2.122) matome, jog fazė $\varphi_{u\,Vn}(\omega) \Rightarrow \pi/2 \equiv 90^o$, arba $\varphi_{u\,Vn}(\omega) \Rightarrow -\pi/2 \equiv -90^o$, o iš (2.123) matome, jog kartu ir $K_{u\,Vn}(\omega) \Rightarrow 0$, nes tai matyti ir iš Vyno tiltelio grandinės (2.35 pav.), kurioje pastovios srovės, kai $\omega = 0$, nepraleidžia kondensatorius C_1, o labai aukštų dažnių signalą $\boldsymbol{U}_1$ šuntuoja kondensatorius C_2, nes jo varža $Z_C = 1/(\omega\cdot C)$ tuo metu mažėja iki 0. Taigi iš čia darome išvadą, jog Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\,Vn}$ turi rezonansinio pobūdžio priklausomybę nuo dažnio ω ir įgyja didžiausią vertę $K_{u\,Vn\,max}$, kai $\omega = \omega_{o\,Vn}$ (2.124):

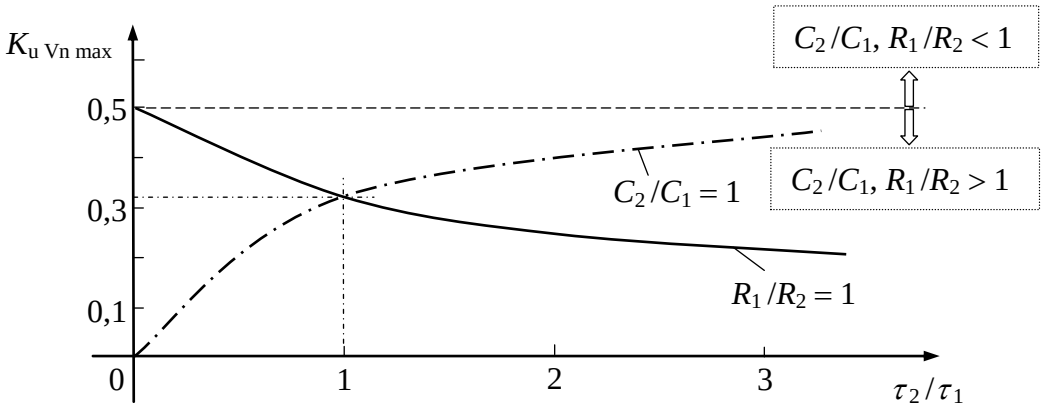
$$\begin{aligned} K_{u\,Vn\,max} = K_u(\omega_{o\,Vn}) = \Big\{(1 + \tau_2/\tau_1)\cdot\big\{[R_1/R_2 + 1/(1 + \tau_2/\tau_1)]^2 + \\ + \{[R_1\cdot C_2/(R_2\cdot C_1)]^{1/2} + (\tau_2/\tau_1)^{1/2}/(1 + \tau_2/\tau_1)\}^2\big\}\Big\}^{-1/2}. \end{aligned} \quad (2.125)$$

Iš čia matome: kai $R_2 \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow \infty$, $K_{u\,Vn\,max} \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow C_1/(C_1 + C_2)$.

Analogiškai iš (2.125) matome: kai $R_1 \Rightarrow 0$ arba ∞, koeficientas $K_{u\,Vn\,max} \Rightarrow 0$, nes tai taip pat matyti iš Vyno tiltelio grandinės (2.35 pav.), kurioje, esant sąlygai $R_1 = \infty$, turime nutrauktą grandinę, o kai $R_1 = 0$, tai labai aukštų dažnių ω įėjimo U_{in} signalą $\boldsymbol{U}_1$ šuntuoja kondensatorius C_2, nes šiuo atveju iš (2.124) matome, jog $\omega_{o\,Vn} \Rightarrow \infty$. Analogiškos $K_{u\,Vn\,max}$ priklausomybės yra ir nuo kondensatorių C_1 ir C_2 talpų verčių, o būtent, kai $C_1 \Rightarrow 0$ arba $C_1 \Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{u\,Vn\,max} \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow R_2/(R_1 + R_2)$ – turime rezistorinį įtampos daliklį, nes $\omega_{o\,Vn} \Rightarrow 0$ (2.124), o kai $C_2 \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow \infty$, koeficientas $K_{u\,Vn\,max} \Rightarrow R_2/(R_1 + R_2)$ arba $\Rightarrow$ $\Rightarrow 0$. Čia reikia pasakyti, kad ribiniais atvejais Vyno tiltelis praranda rezonansines savybes, nes $\omega_{o\,Vn} \Rightarrow 0$ arba ∞. Todėl yra svarbu nustatyti laiko konstantų τ_1 ir τ_2 vertes, kurioms esant $K_{u\,Vn\,max}$ įgyja didžiausią vertę ir Vyno tiltelis dar turi aiškiai išreikštas rezonansines savybes. Tačiau iš (2.125) matome, jog $K_{u\,Vn\,max}$ priklausomybė nuo santykio τ_2/τ_1 yra monotoniškai mažėjanti funkcija, kai santykis $R_1/R_2 = \text{const}$, nes šiuo atveju išraiškoje (2.125) turime: $C_2/C_1 = \tau_2/\tau_1$, arba didėjanti funkcija, kai $C_2/C_1 = \text{const}$, nes šiuo atveju išraiškoje (2.125) turime: $R_1/R_2 = \tau_1/\tau_2$. Vaizdumo dėlei šių priklausomybių $K_{u\,Vn\,max}(\tau_2/\tau_1)$ grafikai parodyti 2.36 pav.

Iš (2.125) apskaičiuotų priklausomybių $K_{u\,Vn\,max}(\tau_2/\tau_1)$ pobūdis nepriklauso nuo santykių C_2/C_1 ir R_1/R_2 verčių. Nuo šių santykių priklauso tik asimptotės vertė ašyje $K_{u\,Vn\,max}$ (2.36 pav. ši asimptotė parodyta brūkšnine tiese), kurios vertės kitimo kryptys 2.36 pav. yra parodytos vertikaliomis rodyklėmis. Akivaizdu, jog kai santykis $C_2/C_1 \Rightarrow 0$ arba $R_1/R_2 \Rightarrow 0$, asimptotės vertė $K_{u\,Vn\,max}$ didėja, tačiau neviršija vieneto, nes visada $K_{u\,Vn\,max}(\omega_{o\,Vn}) \le 1$.

Taigi parodėme, jog Vyno tiltelio dažninės charakteristikos $K_{u\,Vn}(\omega)$ yra rezonansinio pobūdžio ir stipriai priklauso nuo *RC*– grandinių laiko konstantų τ_1 ir τ_2, bei jų keitimo pobūdžio – keičiant *R* arba *C* vertes, kai kita vertė išlieka pastovi. Tačiau dažniausiai Vyno tiltelis yra daromas išlaikant sąlygą: $\tau_1 = \tau_2 = \tau_{RC}$, kurią paprasčiausia realizuoti, kai $C_1 =$



2.36 pav. Vyno tiltelio įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u Vn}}$ maksimalios vertės $K_{\text{u Vn max}}(\omega_{\text{o Vn}})$ priklausomybė nuo santykio τ_2/τ_1

$= C_2 = C$ ir $R_1 = R_2 = R$. Esant šioms sąlygoms, iš (2.124) ir (2.125) gauname:

$$\omega_{\text{o Vn}} = 1/\tau_{\text{RC}} = 1/(R\cdot C) \quad \text{ir} \quad K_{\text{u Vn max}}(\omega_{\text{o Vn}}) = 1/3 \cong 0{,}33, \quad (2.126)$$

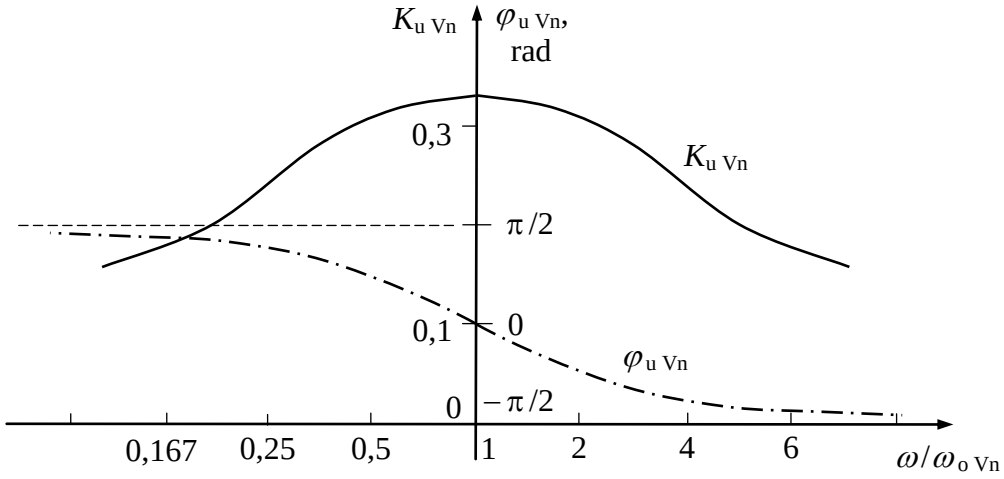
o išraiškos (2.122) ir (2.123) įgauna tokius pavidalus:

$$\varphi_{\text{u Vn}}(\omega) = \text{arctg}\,[(1 - \omega^2\cdot\tau^2)/(3\cdot\omega\cdot\tau)] = \text{arctg}\,[(1 - \omega^2/\omega_{\text{o Vn}}{}^2)\cdot\omega_{\text{o Vn}}/(3\cdot\omega)], \quad (2.126a)$$

$$K_{\text{u Vn}}(\omega) = \{(1 + \omega^2\cdot\tau^2)/[(2 + \omega^2\cdot\tau^2)^2 + [1/(\omega\cdot\tau) + 2\cdot\omega\cdot\tau)^2]\}^{1/2} =$$

$$= \{[1/(\omega\cdot\tau) - \omega\cdot\tau]^2 + 9\}^{-1/2} = [(\omega_{\text{o Vn}}/\omega - \omega/\omega_{\text{o Vn}})^2 + 9]^{-1/2}. \quad (2.127)$$

Gautų dažninių priklausomybių (2.126) ir (2.127) grafikai parodyti 2.37 pav.

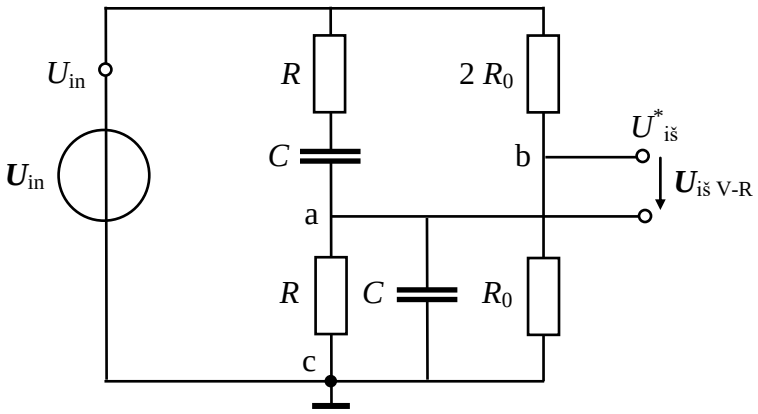


2.37 pav. Vyno tiltelio (2.35 pav.) įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u Vn}}$ modulio $K_{\text{u Vn}}(\omega)$ ir fazės $\varphi_{\text{u Vn}}(\omega)$ dažninės charakteristikos, kai $C_1 = C_2 = C$ ir $R_1 = R_2 = R$, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\text{o Vn}}$

Palyginę 2.37 pav. su 2.29 pav., matome, jog iš *RC*– elementų sudarytas juostinis filtras – Vyno tiltelis neturi tokio aštraus pobūdžio rezonansinės charakteristikos, kokią turi *RLC*– rezonansiniai kontūrai, kai Q arba Q^* >> 1. Kitas iš *RC*– elementų sudaryto juostinio filtro trūkumas yra mažesnis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ perdavimo koeficientas $K_{\text{u Vn}}$ rezonanso metu. Tačiau nepaisant visų šių trūkumų pagrindinis *RC*– juostinio filtro – Vyno tiltelio pranašumas yra jo kompaktiškumas, nes didesnio induktyvumo indukcinė ritelė L yra gana griozdiška, užima daug vietos ir jos kokybė Q sparčiai mažėja, didėjant dažniui ω.

Anksčiau parodėme, jog iš tos pačios *RLC*– rezonansinės grandinės (nuosekliosios

arba lygiagrečiosios), priklausomai nuo jos jungimo būdo, galima gauti abiejų tipų juostinius filtrus (2.30 pav.). Tuo tarpu Vyno tiltelis (2.35 pav.) gali būti naudojamas tik kaip praleidžiamasis juostinis filtras (2.37 pav.), nes jo veika remiasi įtampos daliklio principu, ir todėl Vyno tiltelis nėra dvipolis. Tačiau Vyno tiltelio grandinė gali būti papildyta nuo dažnio ω nepriklausančiu rezistoriniu įtampos dalikliu $(2\cdot R_0)\|R_0$ taip, kaip tai parodyta 2.38 pav.



2.38 pav. Vyno ir Robinsono *RC*– tiltelio grandinė – modifikuotas Vyno tiltelis

Rezistoriniu įtampos dalikliu $(2\cdot R_0)\|R_0$ papildyta Vyno tiltelio grandinė yra vadinama *Vyno ir Robinsono tilteliu*. Akivaizdu, kad mazgo b potencialas φ_b, atžvilgiu „įžeminto“ – bazinio mazgo c, yra išreiškiamas žinoma rezistorinio įtampos daliklio išraiška:

$$\varphi_b = \boldsymbol{U}_{in}\cdot [R_0/(R_0 + 2\cdot R_0)] = \boldsymbol{U}_{in}/3. \qquad (2.128)$$

Mazgo a potencialas φ_a „įžeminto“ – bazinio mazgo c atžvilgiu yra išreiškiamas anksčiau gauta Vyno tiltelio išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ išraiška (2.116)–(2.120), kurią išreikšime, esant harmoninei poveikio įtampai $\boldsymbol{U}_{in} = U_o\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$ ir vienodoms Vyno tiltelio varžoms R bei kondensatoriams C, tokio pavidalo išraiška:

$$\varphi_a = \boldsymbol{U}_{in}\cdot\{[1/(1/R + j\cdot\omega\cdot C)]/[1/(1/R + j\cdot\omega\cdot C) + R + 1/(j\cdot\omega\cdot C)]\} =$$
$$= \boldsymbol{U}_{in}\cdot\{3/\{[1/(\omega\cdot R\cdot C) - \omega\cdot R\cdot C]^2 + 9\} +$$
$$+ j\cdot[1/(\omega\cdot R\cdot C) - \omega\cdot R\cdot C]/\{[1/(\omega\cdot R\cdot C) - \omega\cdot R\cdot C]^2 + 9\}\}, \qquad (2.129)$$

ir iš čia kyla jau anksčiau gautos išraiškos (2.126) ir (2.127).

Vyno ir Robinsono tiltelio išėjimo $U^*_{iš}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R}$ yra:

$$\boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R} = \varphi_b - \varphi_a = \boldsymbol{U}_{in}\cdot\{[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]/\{3\cdot[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2 + j\cdot 3\cdot\omega\cdot R\cdot C]\}\} =$$
$$= \boldsymbol{U}_{in}\cdot\{[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]^2/\{3\cdot\{[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 9\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2\}\} +$$
$$+ j\cdot 3\cdot\omega\cdot R\cdot C\cdot[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]/\{3\cdot\{[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 9\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2\}\}\}, \qquad (2.130)$$

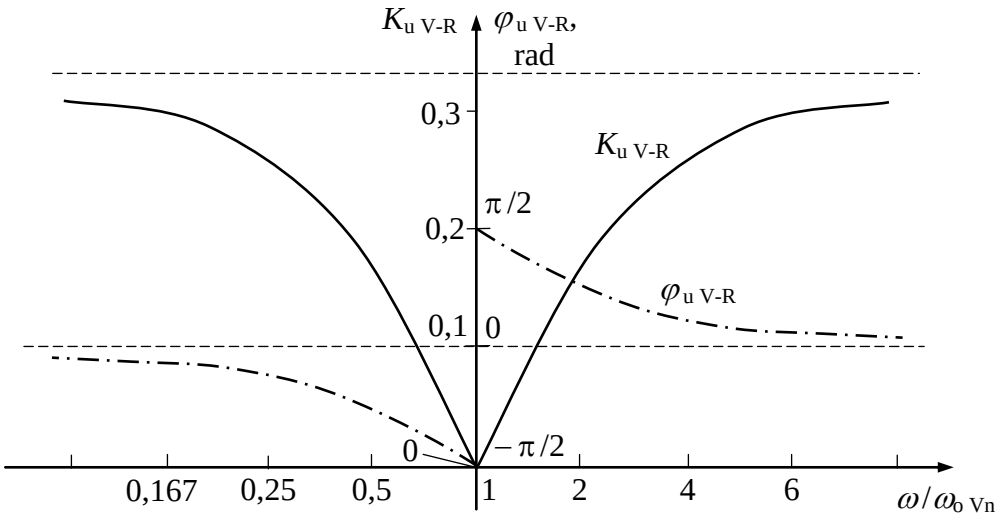
ir iš čia žinomu būdu randame išėjimo $U^*_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R}$ fazę $\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega)$ įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in} = U_o\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega) = -\operatorname{arctg}\{3\cdot\omega\cdot R\cdot C/[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]\} =$$
$$= \operatorname{arctg}\{3\cdot\omega\cdot R\cdot C/[(\omega\cdot R\cdot C)^2 - 1]\} = \operatorname{arctg}\{3\cdot(\omega/\omega_{o\ Vn})/[(\omega/\omega_{o\ Vn})^2 - 1]\}, \qquad (2.131)$$

ir išėjimo $U^*_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R}$ dažninę charakteristiką $U_{iš\ V\text{-}R}(\omega)$:

$$U_{iš\ V\text{-}R}(\omega) = U_o\cdot[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]/\{3\cdot\{[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 9\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2]\}^{1/2}\} =$$
$$= U_o\cdot[1 - (\omega/\omega_{o\ Vn})^2]/\{3\cdot\{[1 - (\omega/\omega_{o\ Vn})^2]^2 + 9\cdot(\omega/\omega_{o\ Vn})^2]\}^{1/2}\}. \qquad (2.132)$$

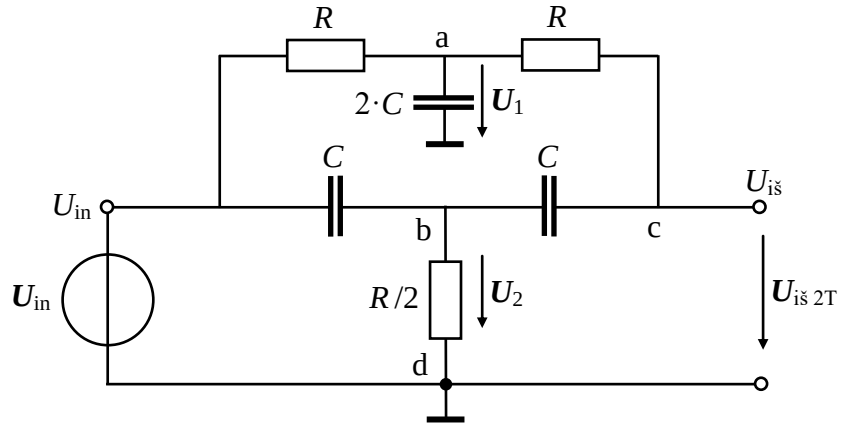
Analogiškai Vyno tilteliui, Vyno ir Robinsono tiltelio (2.38 pav.) įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\ V\text{-}R} = \boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R}/\boldsymbol{U}_{in}$. Iš čia bei (2.131) ir (2.132) apskaičiuotų dažninių priklausomybių $\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega)$ ir $K_{u\ V\text{-}R}(\omega) = U_{iš\ V\text{-}R}/U_o$ grafikai parodyti 2.39 pav.



2.39 pav. Vyno ir Robinsono tiltelio (2.38 pav.) įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\ V\text{-}R}$ modulio $K_{u\ V\text{-}R}(\omega)$ ir fazės $\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega)$ dažninės charakteristikos, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{o\ Vn}$

Iš 2.39 pav. matome: Vyno ir Robinsono tiltelis turi užtvarinio filtro charakteristiką. Taip pat matome, kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_{o\ Vn}$, išėjimo $U^*_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\ V\text{-}R}$ fazė $\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega) \Rightarrow$ $\Rightarrow \pi/2$ arba $\Rightarrow -\pi/2$, ir todėl rezonanso metu, kai $\omega = \omega_{o\ Vn}$, fazė $\varphi_{u\ V\text{-}R}(\omega_{o\ Vn})$ savo ženklu yra neapibrėžta. Kita vertus, tai nėra reikšminga, nes rezonanso metu $U_{iš\ V\text{-}R}(\omega_{o\ Vn}) = 0$. Čia reikia pasakyti, jog pagrindinis Vyno ir Robinsono tiltelio trūkumas yra tai, kad išėjimo $U^*_{iš}$ ir įėjimo U_{in} grandinės negali turėti bendros „žemės“ – jos turi būti galvaniškai išrištos.

Pagrindinio Vyno ir Robinsono tiltelio trūkumo neturi *dvigubo T– pavidalo RC– užtvarinis filtras*, kurio principinė elektrinė schema parodyta 2.40 pav.



2.40 pav. Dvigubo T– pavidalo *RC*– užtvarinio filtro grandinė

Mazginių įtampų metodu 2.40 pav. parodytos grandinės mazgams a, b ir c galima parašyti:

$$\left.\begin{aligned}
&(1/R + 1/R + 2\cdot j\cdot\omega\cdot C)\cdot\boldsymbol{U}_1 - (1/R)\cdot\boldsymbol{U}_{in} - (1/R)\cdot\boldsymbol{U}_{iš\ 2T} = 0,\\
&(2/R + j\cdot\omega\cdot C + j\cdot\omega\cdot C)\cdot\boldsymbol{U}_2 - j\cdot\omega\cdot C\cdot\boldsymbol{U}_{in} - j\cdot\omega\cdot C\cdot\boldsymbol{U}_{iš\ 2T} = 0,\\
&(1/R + j\cdot\omega\cdot C)\cdot\boldsymbol{U}_{iš\ 2T} - j\cdot\omega\cdot C\cdot\boldsymbol{U}_2 - (1/R)\cdot\boldsymbol{U}_1 = 0,
\end{aligned}\right\} \quad (2.133)$$

ir iš čia dvigubo T– pavidalo *RC*– grandinės įtampos perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,2T}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\,2T}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,2T}} = [1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]/[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2 + \mathrm{j}\cdot 4\cdot\omega\cdot R\cdot C] =$$
$$= [1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]^2/\{[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 16\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2\} +$$
$$+\,\mathrm{j}\cdot 4\cdot\omega\cdot R\cdot C\cdot[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]/\{[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 16\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2\}. \quad (2.134)$$

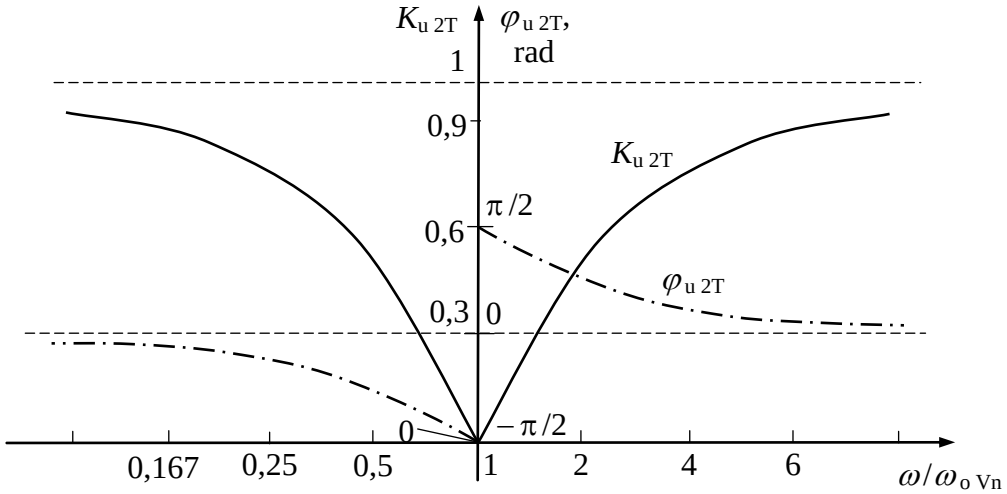
Iš čia žinomu būdu randame išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\,2T}}$ fazę $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$ įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} = U_{\mathrm{o}}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}$ atžvilgiu:

$$\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega) = -\,\mathrm{arctg}\,\{4\cdot\omega\cdot R\cdot C/[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]\} =$$
$$\mathrm{arctg}\,\{4\cdot\omega\cdot R\cdot C/[(\omega\cdot R\cdot C)^2-1]\} = \mathrm{arctg}\,\{4\cdot(\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}})/[(\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}})^2-1]\}, \quad (2.135)$$

ir įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,2T}}$ dažninę charakteristiką $K_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$:

$$K_{\mathrm{u\,2T}}(\omega) = [1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]/\{[1-(\omega\cdot R\cdot C)^2]^2 + 16\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^2\}^{1/2} =$$
$$= [1-(\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}})^2]/\{[1-(\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}})^2]^2 + 16\cdot(\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}})^2\}^{1/2}. \quad (2.136)$$

Iš (2.135) ir (2.136) apskaičiuotų dažninių priklausomybių $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$ ir $K_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$ grafikai parodyti 2.41 pav.

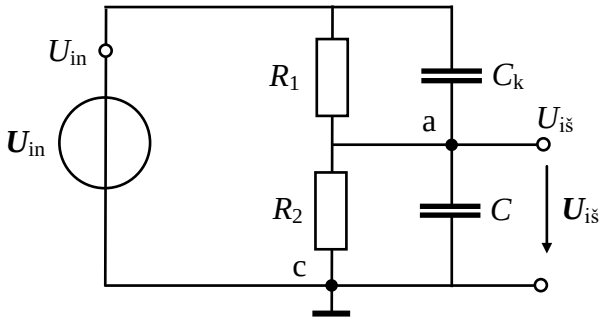


2.41 pav. Dvigubo T– pavidalo *RC*– užtvarinio filtro (2.40 pav.) įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,2T}}$ modulio $K_{\mathrm{u\,2T}}$ ir fazės $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}$ atitinkamos dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\mathrm{o\,Vn}}$

Iš 2.41 pav. matome: dvigubo T– pavidalo *RC*– užtvarinio filtro (2.40 pav.) įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,2T}}$ modulio $K_{\mathrm{u\,2T}}(\omega)$ vertė kinta nuo 0 iki 1 ir yra didesnės už Vyno (2.35 pav.) bei Vyno ir Robinsono (2.38 pav.) tiltelių vertes. Taip pat matome, kad kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_{\mathrm{o\,Vn}}$, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\,2T}}$ fazė $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega) \Rightarrow \pi/2$ arba $\Rightarrow -\pi/2$, ir todėl rezonanso metu, kai $\omega = \omega_{\mathrm{o\,Vn}}$, fazė $\varphi_{\mathrm{u\,2T}}(\omega_{\mathrm{o\,Vn}})$ savo ženklu yra neapibrėžta. Tačiau ir šiuo atveju tai nėra reikšminga, nes tuo metu $U_{\mathrm{iš\,2T}}(\omega_{\mathrm{o\,Vn}}) = 0$. Taip pat būtina pasakyti, kad visuose išnagrinėtuose tilteliuose rezonansiniai dažniai yra vienodi ir lygūs $\omega_{\mathrm{o\,Vn}}$ (2.124).

Anksčiau išnagrinėtose ir apskritai radioelektroninėse ir elektroninėse grandinėse, labai dažnai yra naudojami įvairūs pasyvūs įtampos dalikliai, sudaryti iš pasyviųjų ominių – rezistorių *R* arba (ir) reaktyviųjų elementų ***Z***. Akivaizdu, jog reaktyvųjį elementą ***Z*** turinčio įtampos daliklio įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ yra kompleksinis dydis, ir todėl įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ dalijimo vertė priklauso nuo poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} = U_{\mathrm{o}}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}$ dažnio ω. Šios priklausomybės nuo dažnio ω neturi idealus rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \| R_2$. Tačiau labai

dažnai rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ apkrova R_a yra reaktyviojo pobūdžio – $\boldsymbol{Z}_a$, pavyzdžiui, apkrovos $\boldsymbol{Z}_a$ talpinė varža $\boldsymbol{Z}_C = 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot\boldsymbol{Z}_a\,C)$. Ši varža šuntuoja rezistorinį daliklį $R_1||R_2$ ir todėl jo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_u$ tampa priklausomas nuo dažnio ω – įgauna žemųjų dažnių *RC*– filtro savybes (2.14 pav., b). Akivaizdu, kad vienas būdų mažinti parazitinę apkrovos $R_a||\boldsymbol{Z}_C$ talpos C įtaką yra kuo daugiau didinti parazitinio *RC*– filtro aukštąjį ribinį dažnį ω_{ra} (2.51), o tai galima pasiekti mažinant rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ ekvivalentinę varžą $R_{ekv} = R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)$. Tačiau šis sprendimas tinka ne visais atvejais ir todėl yra taikomas *kompensacinis metodas*, kurio esmė matyti iš *kompensuoto rezistorinio įtampos daliklio* grandinės, parodytos 2.42 pav.



2.42 pav. Kompensuoto rezistorinio įtampos daliklio grandinė

Kompensacinės talpos C_k dydį surasime iš akivaizdžios tapatybės:

$$\boldsymbol{K}_{u\,R} = \boldsymbol{K}_{u\,C}, \tag{2.137}$$

čia: $\boldsymbol{K}_{u\,R}$ – rezistorių R_1 ir R_2 įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ dalijimo koeficientas; $\boldsymbol{K}_{u\,C}$ – kondensatorių C_k ir C įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ dalijimo koeficientas.

Akivaizdu, kad tenkinant tapatybę (2.137), turime įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ daliklį, kurio dalijimo koeficientas $\boldsymbol{K}_u = \boldsymbol{U}_{iš}/\boldsymbol{U}_{in}$ nepriklauso nuo dažnio ω. Tapatybę (2.137) parašome taip:

$$\boldsymbol{K}_{u\,R} = R_2/(R_1 + R_2) = \boldsymbol{K}_{u\,C} = (\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)^{-1}/[1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_k) + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)],$$

ir iš čia randame:

$$C_k/C = R_2/R_1, \quad \text{arba} \quad C_k = C\cdot R_2/R_1. \tag{2.137a}$$

Šios tapatybės yra rezistorinio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ daliklio $R_1||R_2$ kompensavimo sąlyga.

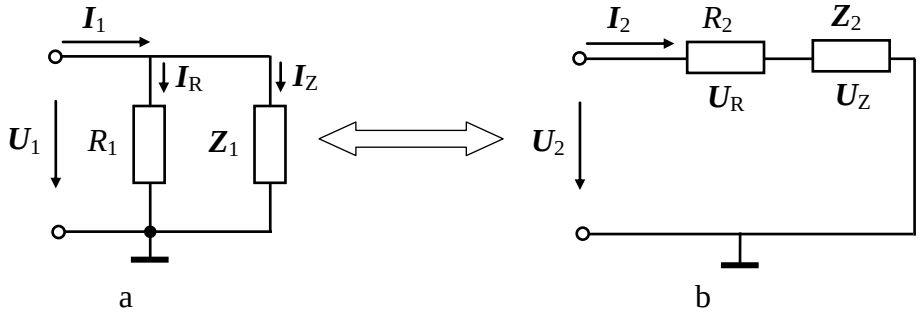
Akivaizdu, jog kompensuotą rezistorinį įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ daliklį (2.42 pav.) paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $\boldsymbol{U}_{in} = U_{o\,in}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija, jo išėjime $U_{iš}$ įtampos reakcija $\boldsymbol{U}_{iš}$ taip pat yra vienetinis įtampos šuolis $\boldsymbol{U}_{iš} = \boldsymbol{K}_{u\,R,\,C}\cdot U_{o\,in}\cdot 1(t)$.

1.1.5. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė ekvivalentinių pakeitimų metodu

Anksčiau išnagrinėtose ir apskritai radioelektroninėse ir elektroninėse grandinėse labai dažnai pasyvieji ominiai – rezistoriniai R_i ir reaktyvieji $\boldsymbol{Z}_j$ elementai būna sujungti lygiagrečiai arba nuosekliai, čia $i, j = 0, 1, 2, \ldots$ Nagrinėdami įvairius tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodus matėme, kad daugeliu atvejų yra gaunamos konkrečios elektroninės grandinės elektrinių charakteristikų ir parametrų analizinės išraiškos, kurios yra gana griozdiškos ir joms išvesti sugaištama daug laiko. Todėl yra svarbu žinoti, jog, turint, pavyzdžiui, lygiagrečiojo jungimo grandinės elektrinių charakteristikų ir parametrų analizines išraiškas, galima jas pritaikyti ieškant nuosekliojo jungimo grandinės analogiškų analizinių išraiškų, nenaudojant daug laiko užimančių skaičiavimų, kuriuo nors konkrečiu analizės metodu. Tai galima padaryti *ekvivalentinių pakeitimų metodu*.

Ekvivalentinio pakeitimo metodo esmę sudaro tai, kad, pavyzdžiui, lygiagrečiojo

jungimo grandinė yra pakeičiama nuosekliojo jungimo grandine taip, kaip yra parodyta 2.43 pav., arba atvirkščiai.



2.43 pav. Lygiagrečiojo jungimo grandinės (a) pakeitimas lygiaverte nuosekliojo jungimo grandine (b) arba atvirkščiai

2.43 pav. parodytos grandinės yra ekvivalenčios viena kitai, kai yra išlaikoma sąlyga – esant toms pačioms poveikio įtampoms $\boldsymbol{U}_1 = \boldsymbol{U}_2$, abiejose grandinėse turi tekėti tokios pat reakcijos srovės $\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{I}_2$. Jei elektrinės grandinės tenkina šią sąlygą, tai jos yra *ekvivalenčios* (*lygiavertės*) viena kitai.

Iš 2.43 pav. galima parašyti akivaizdžias tapatybes:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{U}_1 \cdot (R_1 + \boldsymbol{Z}_1)/(R_1 \cdot \boldsymbol{Z}_1), \qquad \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{U}_2 /(R_2 + \boldsymbol{Z}_2), \tag{2.138}$$

čia $\boldsymbol{Z}_1$ ir $\boldsymbol{Z}_2$ – talpinė arba induktyvioji grandinės varža.

Iš (2.138), pritaikę lygiaverčių grandinių sąlygą, randame:

$$(R_1 + \boldsymbol{Z}_1)/(R_1 \cdot \boldsymbol{Z}_1) = (R_2 + \boldsymbol{Z}_2)^{-1},$$

iš čia:

$$R_2 + \boldsymbol{Z}_2 = R_1 \cdot Z_1^2/(R_1^2 + Z_1^2) + [R_1^2/(R_1^2 + Z_1^2)] \cdot \boldsymbol{Z}_1.$$

Iš čia, pasinaudoję kompleksinių dydžių lygybės sąlyga – kompleksiniai skaičiai yra lygūs tada, kai yra lygios atitinkamai jų realiosios ir menamosios dalys, gauname:

$$R_2 = R_1 \cdot Z_1^2/(R_1^2 + Z_1^2), \qquad \boldsymbol{Z}_2 = [R_1^2/(R_1^2 + Z_1^2)] \cdot \boldsymbol{Z}_1, \tag{2.139}$$

čia Z_1 – reaktyviojo elemento $\boldsymbol{Z}_1$ impedanso – pilnutinės varžos modulis.

Išraiškas R_1 ir $\boldsymbol{Z}_1$ žinomais dydžiais R_2 ir $\boldsymbol{Z}_2$ išreiškiame iš (2.138):

$$(R_1 + \boldsymbol{Z}_1)/(R_1 \cdot \boldsymbol{Z}_1) = 1/(R_2 + \boldsymbol{Z}_2),$$

iš čia:

$$1/R_1 + 1/\boldsymbol{Z}_1 = R_2 /(R_2^2 + Z_2^2) - \boldsymbol{Z}_2 /(R_2^2 + Z_2^2).$$

Iš čia, pasinaudoję kompleksinių dydžių lygybės sąlyga, gauname:

$$R_1 = (R_2^2 + Z_2^2)/R_2, \quad \boldsymbol{Z}_1 = -(R_2^2 + Z_2^2)/\boldsymbol{Z}_2, \tag{2.140}$$

čia Z_2 – reaktyviojo elemento $\boldsymbol{Z}_2$ impedanso – pilnutinės varžos modulis.

Kai lygiagretusis jungimas (2.43 pav., a) yra keičiamas lygiaverčiu nuosekliuoju jungimu (2.43 pav., b), yra naudojamos išraiškos (2.139), o kai atvirkščiai – yra naudojamos išraiškos (2.140).

1.1.6. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė dažniniu (spektro) metodu

Dažninis (spektrinis) tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas remiasi elektrinių signalų – įtampų $\boldsymbol{U}_i$ ir srovių $\boldsymbol{I}_j$ atitinkamų *superpozicijų principu*, kurį

galima suformuluoti taip: tiesinės pasyviosios radiotechninės (elektroninės) grandinės *pirminė reakcija* – išėjimo $U_{\text{iš}}$ srovė $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$ arba (ir) išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ į *pirminį poveikį* – įėjimo U_{in} srovę $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ arba (ir) įėjimo U_{in} įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ yra tokia pat, kaip ir tuo atveju, kai *pirminis poveikis* yra suma nepriklausomų *antrinių poveikių*, kurių nepriklausomų *antrinių reakcijų* suma taip pat yra lygi *pirminei reakcijai*. Matematiškai tai galima parašyti taip:

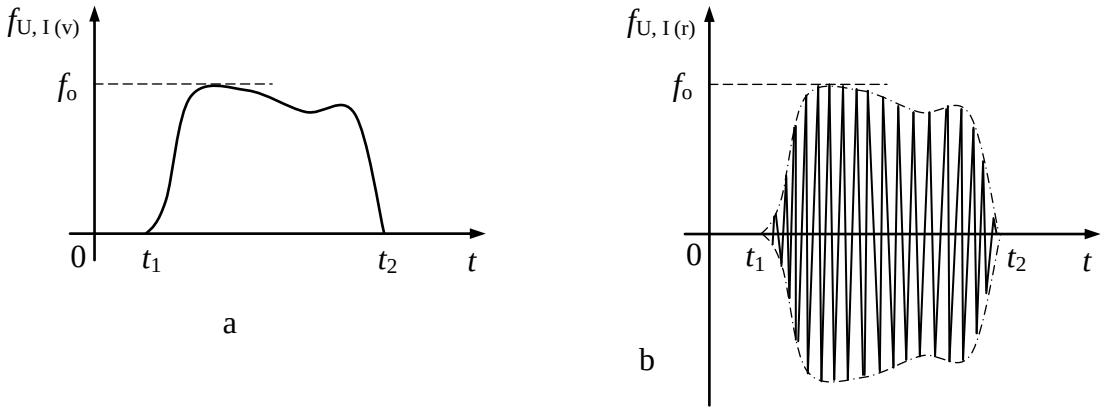
$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \sum_i \boldsymbol{U}_{\text{iš}\,i} = \sum_i \boldsymbol{K}_{\text{u}} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in}\,i} = \boldsymbol{K}_{\text{u}} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in}}, \tag{2.141}$$

ir

$$\boldsymbol{I}_{\text{iš}} = \sum_j \boldsymbol{I}_{\text{iš}\,j} = \sum_j \boldsymbol{K}_{\text{i}} \cdot \boldsymbol{I}_{\text{in}\,j} = \boldsymbol{K}_{\text{i}} \cdot \boldsymbol{I}_{\text{in}}, \tag{2.142}$$

čia: $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ – tiesinės grandinės atitinkamai įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ perdavimo koeficientai; $i, j = 1, 2, 3, \ldots$ – pirminį poveikį (reakciją) sudarančių nepriklausomų antrinių poveikių (reakcijų) sumos sandų (dedamųjų, komponenčių) numerio indeksai.

Radiotechninės ar elektrotechninės bei elektroninės grandinės poveikio signalas (įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba srovė $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$) gali būti bet kokia nuo laiko t priklausanti funkcija $f_{\text{U, I}}(t)$. Anksčiau įvairiais analizės metodais nagrinėdami įvairias elektronines grandines panaudojome harmoninius poveikio signalus $f_{\text{U, I in}}(t)$, parašytus sinuso funkcijos pavidalu $f_{\text{U, I in}}(t) = f_{\text{o U, I in}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_{\text{o}})$ arba kosinuso funkcijos pavidalu $f_{\text{U, I in}}(t) = f_{\text{o U, I in}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{\text{o}})$, arba kompleksiniu laipsninės funkcijos pavidalu: $\boldsymbol{f}_{\text{U, I in}}(\text{j} \cdot \omega) = f_{\text{o U, I in}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega \cdot t + \varphi\text{o})}$, bei vienetinio šuolio pavidalo signalus: $f_{\text{U, I}}(t) = f_{\text{o U, I in}} \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkciją, kartu ir periodiškai pasikartojančius. Akivaizdu, jog, be jau panaudotų poveikio signalų $f_{\text{U, I in}}(t)$, elektronikoje labai plačiai yra taikomi *impulsiniai signalai*. Jie yra skirstomi į dvi grupes: *videoimpulsai* ir *radijoimpulsai*. Šių impulsinių signalų laikinės diagramos yra parodytos 2.44 pav., atitinkamai a ir b.



2.44 pav. Impulsinių signalų tipai: a – videoimpulsas; b – radijoimpulsas

Esminis videoimpulsų $f_{\text{U, I (v)}}(t)$ ir radijoimpulsų $f_{\text{U, I (r)}}(t)$ signalų skirtumas matyti iš jų atitinkamų laikinių diagramų (2.44 pav., a ir b). Kai videoimpulso laikinė funkcija yra $f_{\text{U, I (v)}}(t)$, tai jį atitinkančio radijoimpulso $f_{\text{U, I (r)}}(t)$ laikinė funkcija yra išreiškiama taip:

$$f_{\text{U, I (r)}}(t) = f_{\text{U, I (v)}}(t) \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{\text{o}}), \tag{2.142a}$$

čia ω ir φ_{o} – radijoimpulso $f_{\text{U, I (r)}}(t)$ atitinkamai *užpildymo dažnis* ir *pradinė fazė*, o videosignalo funkcija $f_{\text{U, I (v)}}(t)$ yra vadinama radijoimpulso $f_{\text{U, I (r)}}(t)$ *gaubiamąja*.

Bet kokio pavidalo poveikio signalas $f_{\text{U, I in}}(t)$, ir apskritai signalas $f_{\text{U, I}}(t)$, yra periodiškai pasikartojanti funkcija, kai tenkina šią sąlygą:

$$f_{\text{U, I}}(t) = f_{\text{U, I in}}(t \pm n \cdot T_1), \tag{2.142b}$$

čia: $T_1 = 2 \cdot \pi / \omega_1$ – periodas; $n = 1, 2, 3, \ldots$ – sveikieji skaičiai.

Jeigu funkcija (2.142b) tenkina *Dirichlė sąlygas*: funkcija $f_{\text{U, I}}(t)$ yra baigtinio dydžio – apibrėžta, ir vieno periodo T_1 intervale turi baigtinį skaičių maksimumų ir

minimumų, bei pirmos rūšies trūkio taškų, tai tokį poveikio signalą $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ galima pakeisti harmoninių funkcijų suma – *Furjė eilute*:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = a_{\mathrm{o}}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_1 \cdot t), \quad (2.143)$$

čia:

$$\left.\begin{aligned} a_{\mathrm{o}} &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) \cdot \mathrm{d}\,t, \\ a_n &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) \cdot [\cos(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot \mathrm{d}\,t, \\ b_n &= (2/T_1) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) \cdot [\sin(n \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot \mathrm{d}\,t. \end{aligned}\right\} \quad (2.144)$$

Iš (2.143) ir (2.144) matome, kad bet kokio pavidalo nuo laiko t priklausanti periodinė poveikio signalo funkcija $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ gali būti suskaidyta į nuo laiko nepriklausančią konstantą a_{o} – *pastovusis sandas*, ir į begalinį skaičių harmoninių funkcijų – *harmonikų*, kurių virpesių pasikartojimo dažnis $\omega_n = n \cdot \omega_1$ (n = 1, 2, 3, ...), t. y. harmonikos turi pagrindinio dažnio ω_1 kartotinius didesnius dažnius.

Poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ Furjė skleidinio (2.143) kiekvieną harmonikos narį galima išreikšti per jo amplitudę A_n ir pradinę fazę $\varphi_{n\,\mathrm{o}}$ taip:

$$\left.\begin{aligned} a_n &= A_n \cdot \cos\varphi_{n\,\mathrm{o}}, \qquad b_n = A_n \cdot \sin\varphi_{n\,\mathrm{o}}, \\ A_n &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}, \qquad \varphi_{n\,\mathrm{o}} = \mathrm{arctg}\,(b_n/a_n). \end{aligned}\right\} \quad (2.145)$$

Išraiškas (2.145) įstatę į (2.143)–(2.144), gauname kitą poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ skleidimo Furjė eilute pavidalą:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = a_{\mathrm{o}}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi_{n\,\mathrm{o}}). \quad (2.146)$$

Kai kada yra patogu poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ Furjė skleidinio (2.143) kiekvieną harmonikos narį išreikšti per bazines funkcijas $\boldsymbol{f}_k$, kurios parašomos taip:

$$\boldsymbol{f}_k = (T_1^{-1/2}) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot k \cdot \omega_1 \cdot t}, \quad (2.147)$$

čia $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, ...$, ir iš čia matome, jog bazinės funkcijos $\boldsymbol{f}_k$ yra periodinės – jų periodas T_1, ir laiko atkarpoje $[(-T_1/2)–(+T_1/2)]$ yra ortogonalios, nes tenkina šias savybes:

$$\boldsymbol{f}_v \cdot \boldsymbol{f}_v = \int_{-T_1/2}^{T_1/2} (\boldsymbol{f}_u \cdot \boldsymbol{f}^*_v) \cdot \mathrm{d}\,t = (2 \cdot \pi)^{-1} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot (u - v) \cdot x} \cdot \mathrm{d}\,x = \begin{cases} 1, \text{ kai } u = v, \\ 0, \text{ kai } u \neq v, \end{cases}$$

čia: $\boldsymbol{f}^*_k$ – jungtinis kompleksinis dydis funkcijai $\boldsymbol{f}_k$, t. y. jų menamosios dalys yra priešingų ženklų; u, v = 0, ± 1, ± 2, ± 3, ..., k.

Pasinaudojus bazinėmis funkcijomis (2.147) bet kokį poveikio signalą $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$, tenkinantį Dirichlė sąlygas, galima paskleisti *kompleksinio pavidalo* Furjė eilute:

$$\left.\begin{aligned} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) &= (1/T_1^{1/2}) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{a}_k \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot k \cdot \omega_1 \cdot t}, \\ \boldsymbol{a}_k &= (1/T_1^{1/2}) \cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I}}(t) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot k \cdot \omega_1 \cdot t} \cdot \mathrm{d}\,t. \end{aligned}\right\} \quad (2.148)$$

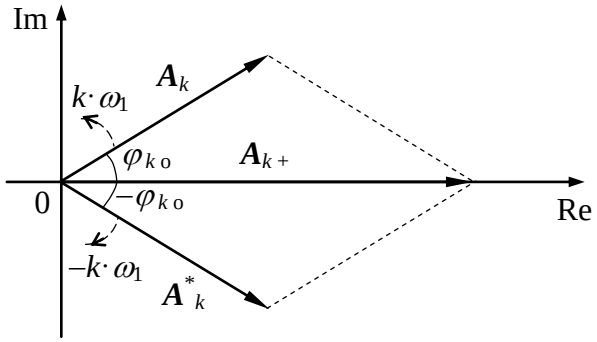
Dažnai išraiškos (2.148) yra parašomos šiek tiek kitaip:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{A}_k \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j} \cdot k \cdot \omega_1 \cdot t}, \quad (2.149a)$$

$$\boldsymbol{A}_k = (1/T_1)\cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot k\cdot \omega_1\cdot t}\cdot \mathrm{d}\,t. \qquad (2.149b)$$

čia $\boldsymbol{A}_k = \boldsymbol{a}_k / {T_1}^{1/2}$.

Iš (2.149a, b) matome, kad kompleksinis dydis $\boldsymbol{A}_k$ ir jo jungtinio kompleksinio dydžio $\boldsymbol{A}^*_k = \boldsymbol{A}_{-k}$ suma $\boldsymbol{A}_{k+} = \boldsymbol{A}_k + \boldsymbol{A}^*_k$ matematiškai aprašo k-tosios harmonikos $\boldsymbol{A}_{k+}$ amplitudės $A_{\mathrm{o}\,k}$ kitimą laike t, tai matyti iš šių vektorių sumos $\boldsymbol{A}_{k+}$, pavaizduotos kompleksinėje plokštumoje {Re, Im} ir parodytos 2.45 pav.



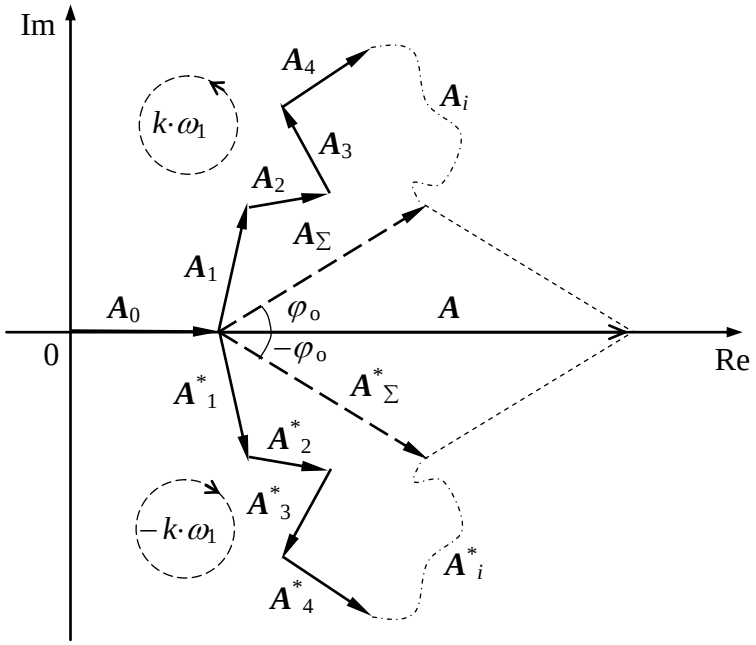
2.45 pav. Poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilute k-tosios harmonikos $\boldsymbol{A}_{k+} = \boldsymbol{A}_k + \boldsymbol{A}^*_k$ vektorinė diagrama, kai $t = 0$

Iš 2.45 pav. matome: k-tosios harmonikos $\boldsymbol{A}_{k+} = \boldsymbol{A}_k + \boldsymbol{A}^*_k$ amplitudės $A_{\mathrm{o}\,k+}$ kitimą laike t gauname sumuodami vienodų modulių $A_{\mathrm{o}\,k}$ priešingomis kryptimis dažniu $\omega_k = k\cdot\omega_1$ besisukančius vektorius $\boldsymbol{A}_k = A_{\mathrm{o}\,k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi_{k\,\mathrm{o}}}$ ir $\boldsymbol{A}^*_k = A_{\mathrm{o}\,k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\varphi_{k\,\mathrm{o}}}$, kurių suma $A_{\mathrm{o}\,k+}(t)$ yra:

$$A_{\mathrm{o}\,k+}(t) = A_{\mathrm{o}\,k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot k\cdot\omega_1\cdot t} + A_{\mathrm{o}\,k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot k\cdot\omega_1\cdot t} = A_{\mathrm{o}\,k}\cdot[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(k\cdot\omega_1\cdot t\,+\,\varphi_{k\,\mathrm{o}})} + \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot(k\cdot\omega_1\cdot t\,+\,\varphi_{k\,\mathrm{o}})}] =$$
$$= 2\cdot A_{\mathrm{o}\,k}\cdot\cos(k\cdot\omega_1\cdot t + \varphi_{k\,\mathrm{o}}), \qquad (2.150)$$

čia išvesdami pasinaudojome žinoma Eulerio išraiška $\cos x = (\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot x} + \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot x})/2$.

Taigi, iš (2.150) matome, jog poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilute (2.149) gali būti atvaizduota vektorine diagrama taip, kaip tai yra parodyta 2.46 pav.



2.46 pav. Poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ skleidinio kompleksinio pavidalo Furjė eilute vektorinė diagrama, kai $t = 0$ ($i = 0, 1, 2, \ldots, k > 0$)

Iš 2.46 pav. taip pat matome, kad pirmiausia realiojoje ašyje {Re} yra atidedamas pastoviojo sando vektorius $\boldsymbol{A}_0$, kuris atvaizduoja kompleksinio pavidalo Furjė eilutės (2.149) narį, kai $k = 0$. Tada išraiškose (2.149) tarus, jog $t = 0$, kompleksinėje plokštumoje {Re, Im} yra atidedamos vektorių $\boldsymbol{A}_k$ ir $\boldsymbol{A}^*_k$ atitinkamai sumos $\boldsymbol{A}_\Sigma$ ir $\boldsymbol{A}^*_\Sigma$:

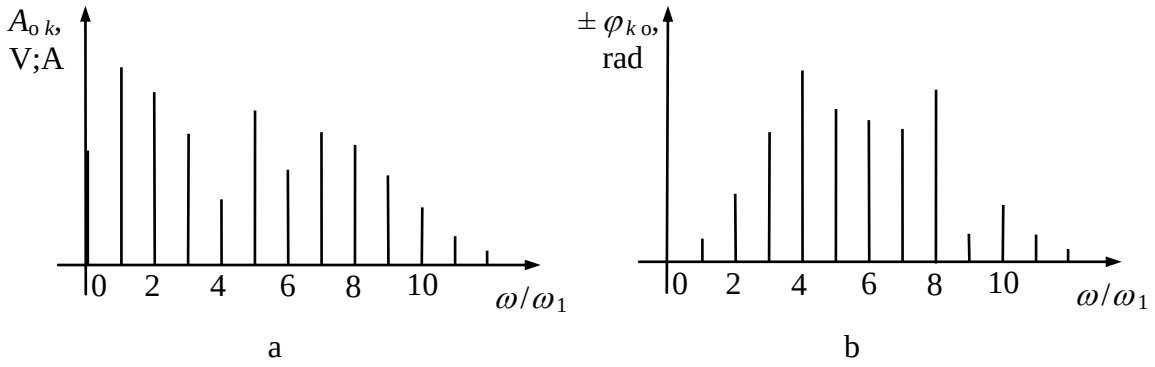
$$\boldsymbol{A}_\Sigma = \boldsymbol{A}_1 + \boldsymbol{A}_2 + ... + \boldsymbol{A}_i + ... + \boldsymbol{A}_k, \qquad \boldsymbol{A}^*_\Sigma = \boldsymbol{A}^*_1 + \boldsymbol{A}^*_2 + ... + \boldsymbol{A}^*_i + ... + \boldsymbol{A}^*_k . \quad (2.151)$$

Išraiškoje (2.151) sumos $\boldsymbol{A}_\Sigma$ vektorių sandai $\boldsymbol{A}_i$ yra atidėti kompleksinės plokštumos {Re, Im} pirmajame kvadrante, o sumos $\boldsymbol{A}^*_\Sigma$ vektorių sandai $\boldsymbol{A}^*_i$ – ketvirtajame kvadrante, čia $i = 1, 2, 3, ..., k > 0$. Akivaizdu, jog vektorių $\boldsymbol{A}_\Sigma$ ir $\boldsymbol{A}^*_\Sigma$ suma $\boldsymbol{A}$ yra realusis dydis, t. y. jų atstojamasis vektorius $\boldsymbol{A} = \boldsymbol{A}_\Sigma + \boldsymbol{A}^*_\Sigma$ yra ašyje {Re} (2.46 pav.). Kai $t > 0$, vektorių sandai $\boldsymbol{A}_i$ sukasi apie savo pradžios tašką atitinkamos harmonikos dažniu $\omega_i = i \cdot \omega_1$ prieš laikrodžio rodyklę, o vektorių sandai $\boldsymbol{A}^*_i$ sukasi apie savo pradžios tašką atitinkamos harmonikos dažniu $\omega_i = i \cdot \omega_1$ pagal laikrodžio rodyklę. Todėl yra gaunama poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ laikinė funkcija:

$$f_{\text{U, I in}}(t) = A_0 + A_{\text{o}}(t), \quad (2.152)$$

čia A_{o} – suminio vektoriaus $\boldsymbol{A}$ modulio momentinė vertė.

Elektronikoje yra įprasta laikinės poveikio signalo funkcijos $f_{\text{U, I in}}(t)$ Furjė skleidinį (2.146) vaizduoti *dažninėmis laiko funkcijomis – spektru*, kuris grafiškai yra vaizduojamas dviem priklausomybėmis: $A_k(\omega/\omega_1)$ – *spektro amplitudžių diagrama* ir $\varphi_{k\,\text{o}}(\omega/\omega_1)$ – *spektro pradinių fazių diagrama*. Kiekvienas Furjė skleidinio (2.146) harmonikos narys yra vaizduojamas viena vertikalia linija – *spektrine linija*, kurios ilgis atitinka harmonikos $\boldsymbol{A}_k$ amplitudę $A_{\text{o}\,k}$ spektro amplitudžių diagramoje ir pradinę fazę $\varphi_{k\,\text{o}}$ spektro fazių diagramoje. Taikant šį principą tam tikro poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ spektro amplitudinė $A_{\text{o}\,k}(\omega/\omega_1)$ bei fazinė $\varphi_{k\,\text{o}}(\omega/\omega_1)$ diagramos parodytos 2.47 pav., atitinkamai a ir b.



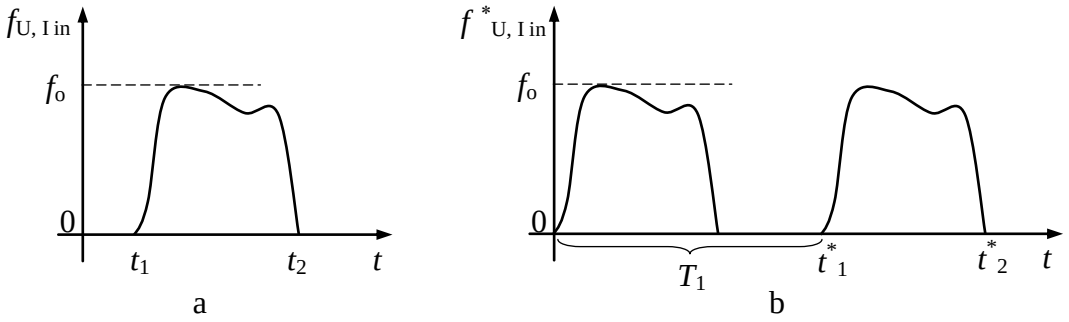
2.47 pav. Tam tikro poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ spektro $\boldsymbol{A}_k$ amplitudinė (a) bei fazinė (b) diagramos, kur bendru atveju $\varphi_{k\,\text{o}}$ gali turėti ženklą ±, čia dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_1

Iš 2.47 pav. matome, kad spektro $\boldsymbol{A}_k$ linijos $A_{\text{o}\,k}$ yra išsidėsčiusios vienodais dažnių intervalais:

$$\Delta\omega = \omega_1 = 2 \cdot \pi / T_1, \quad (2.152a)$$

ir iš čia kyla neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ spektro $\boldsymbol{A}_k$ struktūra, kurioje, kai $T_1 \Rightarrow \infty$, pokytis $\Delta\omega$ tarp gretimų spektro linijų A_k ir $A_{(k \pm 1)}$ artėja į nulį ($\Delta\omega \Rightarrow 0$), ir iš čia matome, jog bet kokio *neperiodinio signalo* $f_{\text{U, I in}}(t)$ *spektras* $\boldsymbol{A}_k$ yra *ištisinis*. O *periodinio signalo* $f_{\text{U, I in}}(t)$ *spektras* $\boldsymbol{A}_k$ yra *linijinis* arba *diskretusis*. Iš čia kyla akivaizdus neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ spektro radimo metodas.

Tarkime, turime neperiodinį (vienkartinį) poveikio signalą $f_{\text{U, I in}}(t)$, kurio laikinė diagrama yra parodyta 2.48 pav., a, ir kuris yra pakeičiamas periodiniu signalu $f^*_{\text{U, I in}}(t)$ taip, kaip tai yra parodyta 2.48 pav., b.



2.48 pav. Neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ (a) pakeitimas periodiniu signalu $f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ (b) su periodu $T_1 > t_2 - t_1 = t^*_2 - t^*_1$

Iš 2.48 pav. matome, jog periodiškumo sąlyga yra tenkinama tada, kai periodas T_1 tenkina sąlygą $T_1 \geq t_2 - t_1$ – laiko tarpas, kuriame poveikio signalo modulis $|f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)| \geq 0$. Čia reikia pasakyti, kad bendru atveju poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ laiko atkarpoje $(t_2 - t_1)$ gali keisti savo ženklą. Todėl reikalavimas $T_1 \geq t_2 - t_1$ apibrėžia, kad periodiškumas turi apimti visą vienkartinio poveikio signalą $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ – nuo pradžios iki pabaigos. Taigi, naujai sudarytos poveikio signalo periodinės funkcijos $f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektrą $\boldsymbol{A}^*_k$ randame taikydami vieną iš anksčiau aprašytų Furjė transformacijų – (2.143), (2.146), (2.148) arba (2.149). Kitu žingsniu periodinės funkcijos $f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ gautas spektras $\boldsymbol{A}^*_k$ yra transformuojamas į neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektrą $\boldsymbol{A}_k$, kuris yra gaunamas pareikalavus $T_1 \Rightarrow \infty$. Šiuo atveju Furjė eilutė transformuojasi į *Furjė integralą*, o tai kyla iš nesudėtingų matematinių skaičiavimų, pavyzdžiui, naujai sudaryto poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ periodinės funkcijos $f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektrą $\boldsymbol{A}^*_k$ randame taikydami išraišką (2.143), į kurią įstatome atitinkamų koeficientų išraiškas iš (2.144) ir gauname:

$$f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = a_0/2 + \sum_{n=1}^{\infty} [(2/T_1)\cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\cos(n\cdot\omega_1\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t]\cdot\cos(n\cdot\omega_1\cdot t) +$$
$$+ \sum_{n=1}^{\infty} [(2/T_1)\cdot \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\sin(n\cdot\omega_1\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t]\cdot\sin(n\cdot\omega_1\cdot t),$$

ir iš čia, padarę pakeitimą $2/T_1 \Rightarrow \Delta\omega/\pi$, nes $\omega_1 = 2\cdot\pi/T_1$ ir ω_1 dažnių ašyje reiškia intervalą $\Delta\omega$ tarp gretimų spektro linijų $\boldsymbol{A}^*_k$ ir $\boldsymbol{A}^*_{(k\pm1)}$, bei $(n\cdot\omega_1) \Rightarrow \omega$, gauname:

$$f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = a_0/2 + (1/\pi)\cdot \sum_{\omega=\omega_1}^{\infty} \Delta\omega\cdot[\int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\cos(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t]\cdot\cos(\omega\cdot t) +$$
$$+ (1/\pi)\cdot \sum_{\omega=\omega_1}^{\infty} \Delta\omega\cdot[\int_{-T_1/2}^{T_1/2} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\sin(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t]\cdot\sin(\omega\cdot t).$$

Iš čia, kai $T_1 \Rightarrow \infty$, randame neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektrą $\boldsymbol{A}_k$, išreikštą Furjė integralo pavidalu:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = (1/\pi)\cdot \int_0^{\infty} \{\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\cos(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t\}\cdot\cos(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}\,\omega +$$
$$+ (1/\pi)\cdot \int_0^{\infty} \{\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\sin(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t\}\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}\,\omega, \quad (2.153)$$

nes $a_0 \Rightarrow 0$ (2.144), o $\omega_1 = 2\cdot\pi/T_1 = \Delta\omega \Rightarrow 0$, ir todėl $\Delta\omega$ yra keičiamas į $\mathrm{d}\omega$ ir iš integralo apibrėžties daromas pakeitimas – $\sum \Rightarrow \int$, taip pat anksčiau jau parodėme, kad yra galimas pakeitimas – $f^*_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) \Rightarrow f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$.

Iš (2.153) matome: neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektras yra *ištisinis*, nes intervalas $\Delta\omega \Rightarrow 0$ – tarp gretimų spektro linijų $\boldsymbol{A}_k$ ir $\boldsymbol{A}_{(k\pm1)}$ yra be galo mažas, ir todėl $\Delta\omega \Rightarrow \mathrm{d}\omega$.

Dažnai gauta išraiška (2.153) yra parašoma kitu pavidalu:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = (1/\pi)\cdot \int_{0}^{\infty} S(\omega)\cdot \sin\left[\omega\cdot t + \varphi_{\mathrm{S}}(\omega)\right]\cdot \mathrm{d}\omega, \qquad (2.154)$$

čia:

$$S(\omega) = \{[\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)\cdot\cos(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}t]^2 + [\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}t]^2\}^{1/2}, \qquad (2.155)$$

$$\varphi_{\mathrm{S}}(\omega) = \mathrm{arctg}\,\{[\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)\cdot\cos(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}t]/[\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}t]\}. \qquad (2.156)$$

Akivaizdu, jog panaudoję naujai sudaryto poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ periodinės funkcijos $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ spektro $\boldsymbol{A}^{*}_{k}$ skaičiavimui kompleksinę išraišką (2.149), gauname kompleksinį išraiškos (2.154) pavidalą:

$$\boldsymbol{f}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = (2\cdot\pi)^{-1}\cdot \int_{-\infty}^{\infty} \boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}\cdot \mathrm{d}\omega, \qquad (2.157)$$

čia

$$\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}\cdot \mathrm{d}\omega, \qquad (2.158)$$

ir šio kompleksinio dydžio $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ modulis $S(\omega)$ ir fazė $\varphi_{\mathrm{S}}(\omega)$ randami iš anksčiau pateiktų atitinkamų išraiškų (2.155) ir (2.156).

Gautose išraiškose (2.154) ir (2.157) naujai panaudota funkcija $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ yra vadinama poveikio signalo (bendru atveju apskritai signalo) $f_{\mathrm{U,\ I}}(t)$ harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ *spektriniu tankiu*. Jo fizikinė esmė kyla iš išraiškų (2.149) ir (2.157) palyginimo, ir iš čia matome, jog harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ pokytis $\mathrm{d}\boldsymbol{A}$ dažnių intervale $\mathrm{d}\,\omega$ yra lygus:

$$\mathrm{d}\boldsymbol{A} = \boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot\mathrm{d}\omega/(2\cdot\pi),$$

ir iš čia:

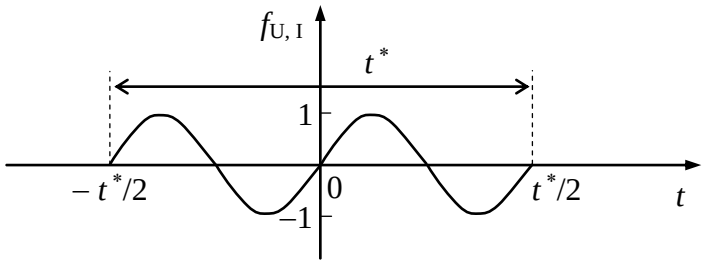
$$\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega) = 2\cdot\pi\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{A}/\mathrm{d}\omega. \qquad (2.159)$$

Iš (2.159) matome, jog funkcija $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ turi spektro harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ amplitudžių $A_{\mathrm{o}\,k}$ tankio prasmę ir dimensiją – V/Hz, įtampos $u(t)$ atveju, arba – A/Hz, srovės $i(t)$ atveju. Kita vertus, spektrinis tankis $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ yra proporcingas spektro linijų $A_{\mathrm{o}\,k}$ skaičiui n_{A} vienetiniame dažnių intervale $\Delta\omega \Rightarrow \mathrm{d}\,\omega$. Todėl funkcija $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ yra vadinama harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ amplitudžių $A_{\mathrm{o}\,k}$ spektriniu tankiu, arba tiesiog – *spektriniu tankiu*.

Apibendrinant galima suformuluoti *fundamentalią išvadą*:

> *neperiodinis (vienkartinis) signalas $f_{\mathrm{U,\ I}}(t)$ ir jo spektrinis tankis $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ yra vienareikšmiškai išreiškiami atitinkamai tiesiogine* (2.158) *ir atvirkštine* (2.157) *Furjė transformacijomis*.

Pailiustruosime tai konkrečiu neperiodinio signalo $f_{\mathrm{U,\ I}}(t)$ atveju, kurį sudaro baigtinė harmoninio virpesio, pavyzdžiui, kelių periodų $(N\cdot T)$ sinusoidės atkarpa, parodyta 2.49 pav., čia $N = 1, 2, 3, \ldots$.



2.49 pav. Neperiodinis (vienkartinis) dviejų periodų sinusoidės atkarpos pavidalo signalas

Iš 2.49 pav. matome, jog kelių periodų sinusoidės atkarpos pavidalo signalą matematiškai galima parašyti taip:

$$f_{\mathrm{U,\,I}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{kai: } t \le -t^*/2 \text{ ir } t \ge t^*/2, \\ \sin(\omega_1 \cdot t), & \text{kai: } -t^*/2 < t < t^*/2. \end{cases} \tag{2.160}$$

Signalo $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ (2.160) spektrinį tankį $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ surasime iš (2.155). Čia reikia pasakyti, kad funkcija $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ (2.49 pav.) yra nelyginė, t. y. $f_{\mathrm{U,\,I}}(t) = -f_{\mathrm{U,\,I}}(-t)$. Todėl išraiškos (2.155) integralas su kosinuso funkcija yra lygus nuliui:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\cos(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t = 0. \tag{2.160a}$$

Į (2.155) įstatome funkcijos $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ reikšmes iš (2.160), ir, žinodami, kad sinuso funkcija yra lyginė, randame spektrinio tankio $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ modulį:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\sin(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t = 2\cdot\int_{0}^{\infty} f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot[\sin(\omega\cdot t)]\cdot \mathrm{d}\,t =$$

$$= 2\cdot\int_{0}^{t^*/2} \sin(\omega_1\cdot t)\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot \mathrm{d}\,t =$$

$$= 2\cdot\left|\sin[(\omega-\omega_1)\cdot t]/(\omega-\omega_1) - \sin[(\omega+\omega_1)\cdot t]/(\omega+\omega_1)\right| \Big|_{t=0}^{t^*/2}.$$

Čia tariame, jog laiko atkarpoje t^* yra sveikas periodų T_1 skaičius N^* (2.49 pav.), ir todėl padarome pakeitimą:

$$t^*/2 = \pi\cdot N^*/\omega_1, \tag{2.160a}$$

ir galutinai randame:

$$S(\omega) = |[2\cdot\omega_1\cdot\sin(\pi\cdot N^*\cdot\omega/\omega_1)]/(\omega_1^2 - \omega^2)|. \tag{2.161}$$

Gauto spektrinio tankio $S(\omega)$ išraiškos (2.161) skaičiavimo rezultatai yra parodyti 2.50 pav., esant kelioms periodų skaičiaus N^* vertėms, čia dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_1.

Iš 2.50 pav. pateiktų grafikų matome, jog, didėjant periodų skaičiui N^*, spektrinio tankio $S(\omega)$ vertė sparčiai didėja dažnio ω_1 aplinkoje, o tolimesnėse nuo šio dažnio srityse $S(\omega)$ sparčiai mažėja. Kita vertus, kai $N^* \Rightarrow \infty$, spektrinio tankio $S(\omega)$ funkcija tampa viena spektrine linija taške $\omega = \omega_1$ – turime tik vieną spektrinę liniją (2.50 pav., d). Šis rezultatas yra akivaizdus, nes signalas $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ tampa laike neapribota harmonine sinuso, kurio spektras (harmonika) ir yra jis pats (2.143), funkcija. Kita vertus, gauta neperiodinio (vienkartinio) signalo $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ spektrinio tankio $S(\omega)$ išraiška (2.161) leidžia padaryti *fundamentalią išvadą*:

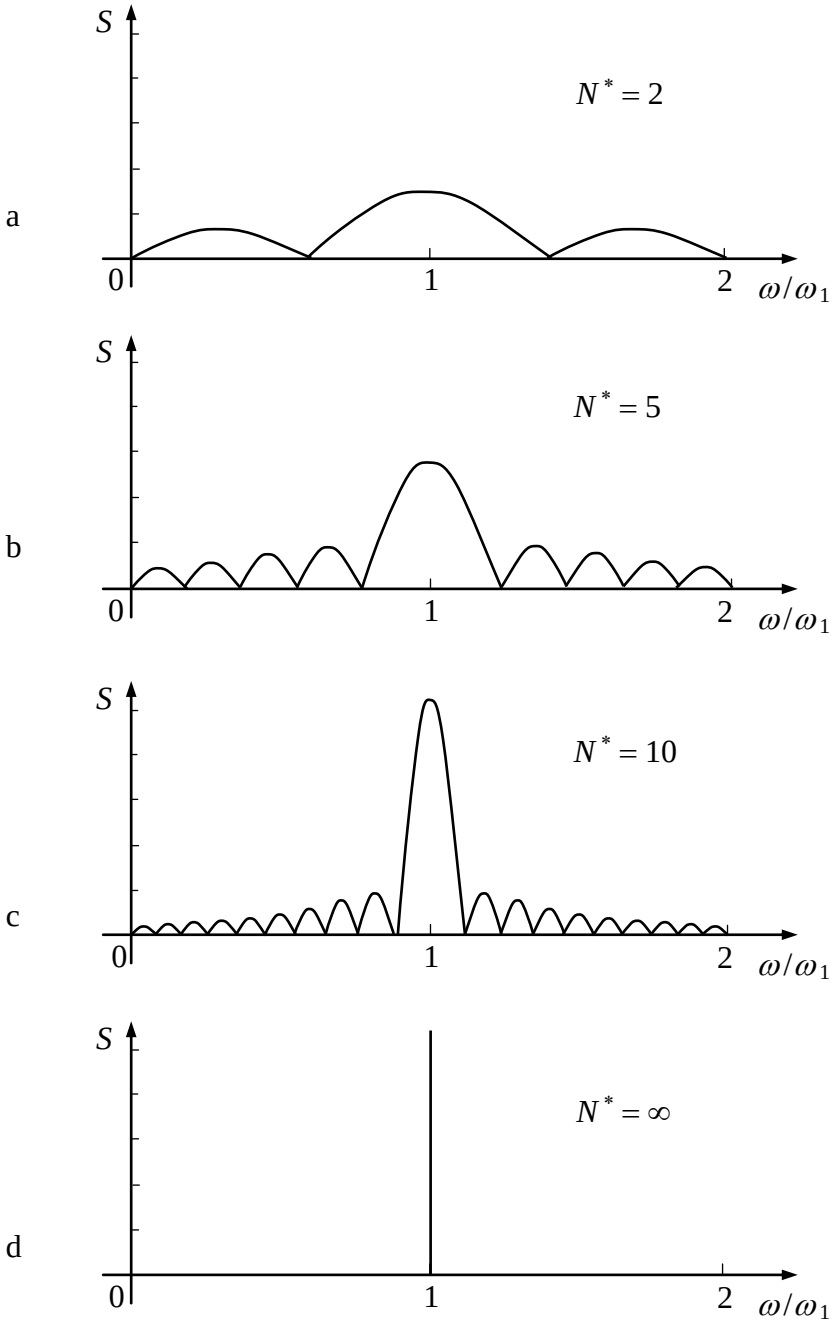
mažėjant signalo $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ *trukmei* Δt_{s} (*nagrinėjamu atveju tai atitinka dažnio* ω_1 *didėjimą, nes esant sąlygai*: $N^* = const$ *ir dažniui* $\omega_1 \Rightarrow \infty$, *signalo* $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ *trukmė* $t^* \Rightarrow 0$ (2.160a)), *šio signalo spektrinis tankis* $\boldsymbol{S}(\omega)$ *didėja, kartu didėja ir harmonikų* $(n\cdot\omega_1)$ *dažnių diapazonas* $\Delta\omega_{\mathrm{S}}$, *kitaip tariant, kai signalo* $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ *trukmė* $\Delta t_{\mathrm{s}} \Rightarrow 0$, *šio signalo harmonikų* $\mathbf{A}_k$ *dažnių diapazonas* $\Delta\omega_{\mathrm{S}} \Rightarrow \infty$.

Šią fundamentalią išvadą galima formuluoti ir taip: *neperiodinio (vienkartinio) signalo* $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ *trukmės* Δt_{s} *ir jo spektrinio tankio* $\boldsymbol{S}(\omega)$ *dažnių diapazono pločio* $\Delta\omega_{\mathrm{S}}$ *sandauga yra pastovus dydis*:

$$\Delta t_{\mathrm{s}}\cdot\Delta\omega_{\mathrm{S}} = \mathrm{const} \approx 1. \tag{2.161a}$$

Išraiškos (2.161a) konstantos vertė priklauso tik nuo signalo $f_{\mathrm{U,\,I}}(t)$ pavidalo ir daugeliu atvejų yra artima vienetui.

Taigi parodėme, kad bet koks periodinis poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\ in}}(t)$, tenkinantis



2.50 pav. Neperiodinio (vienkartinio) kelių periodų T_1 sinusoidės atkarpos pavidalo signalo (2.49 pav.) spektrinio tankio $S(\omega)$ priklausomybė nuo signalo periodų T_1 skaičiaus N^*, čia dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_1

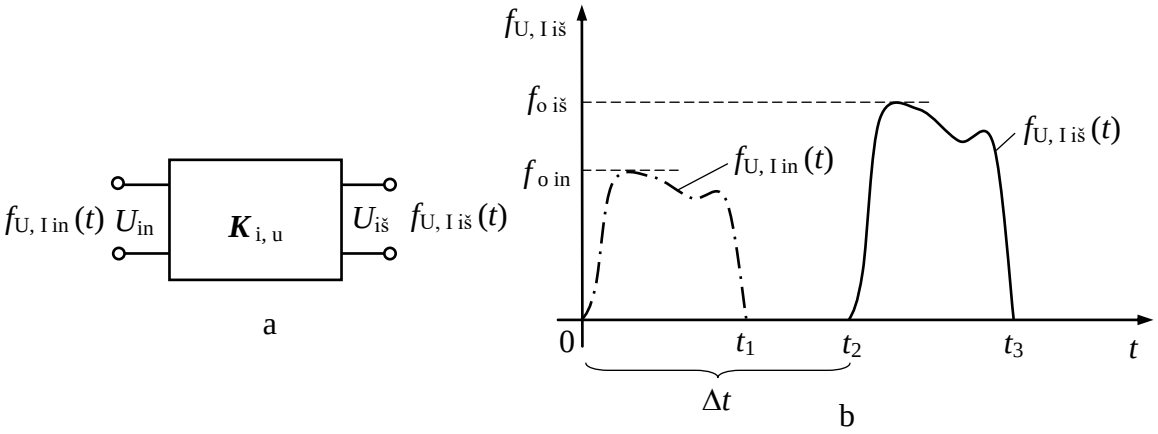
Dirichlė sąlygas, gali būti pakeistas jo spektro harmonikomis $\boldsymbol{A}_k$ – Furjė eilute (2.143), (2.146), (2.148) arba (2.149), o kai poveikio signalas $f_{\text{U, I in}}(t)$ yra neperiodinė (vienkartinė) funkcija, tai jis yra pakeičiamas jo spektro tankiu $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ (2.158), taikant *Furjė integralą* (2.153), (2.154) arba (2.157). Padarius šiuos pakeitimus atskirų harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ sąveika su nagrinėjama elektronine tiesine grandine yra sprendžiama anksčiau išnagrinėtais harmoninių signalų analizės metodais. Poveikio signalo $f_{\text{U, I in}}(t)$ reakcija $f_{\text{U, I iš}}(t)$ nagrinėjamos elektroninės tiesinės grandinės išėjime $U_{\text{iš}}$ yra randama sumuojant atskirų harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ poveikių reakcijas (2.141).

Neperiodinio (vienkartinio) poveikio signalą $f_{\text{U, I in}}(t)$ yra labai patogu pavaizduoti jo spektro tankiu $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$, nes toks vaizdavimo būdas kartu nurodo, kokią dažnių juostą $\Delta\omega$ turi praleisti nagrinėjamas elektroninis ar radioelektroninis įrenginys, kad jo išėjime $U_{\text{iš}}$ reakcijos signalas $f_{\text{U, I iš}}(t)$ nebūtų iškraipomas. Neiškraipyto reakcijos signalo $f_{\text{U, I iš}}(t)$ sąlygą

bendriausiu atveju matematiškai galima parašyti taip:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t) = \boldsymbol{K}_{\mathrm{i,\,u}} \cdot f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t + \Delta t), \tag{2.162}$$

čia panaudoti dydžiai matyti iš 2.51 pav.



2.51 pav. Poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ įėjime U_{in} (a) reakcija $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ (b) neiškraipančio (tiesinio) keturpolio išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ (a), čia: $t_3 - t_2 = t_1$

Iš 2.51 pav., b, matome: neiškraipyto reakcijos signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ pavidalas neiškraipančio keturpolio išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ yra toks pat, kaip ir poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ šio keturpolio įėjime U_{in}. Reakcijos signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ nuo poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ skiriasi tik momentinių (akimirkinių) amplitudžių, pavyzdžiui, didžiausių (maksimalių) amplitudžių $f_{\mathrm{o\,iš}}$ ir $f_{\mathrm{o\,in}}$ vertėmis ir vėlinimo laiku Δt. Iš to matome, jog reakcijos signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ atžvilgiu yra pastumtas laiko t ašyje į „dešinę“ pastoviu dydžiu Δt – sakome *uždelstas*, o šių signalų trukmė Δt_{s} išlieka nepakitusi, nes $\Delta t_{\mathrm{s}} = t_3 - t_2 = t_1$.

Iš (2.162) taip pat matome, kad *neiškraipančio keturpolio elektrinės charakteristikos* iš esmės priklauso nuo jo įtampos $u_{\mathrm{in}}(t)$ arba srovės $i_{\mathrm{in}}(t)$ įėjime U_{in} atitinkamo diferencialinio perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$, kurio būtinas savybes neiškraipymo atveju nustatysime pasinaudodami, pavyzdžiui, Furjė eilute (2.146). Iš (2.162) ir (2.146) gauname tapatybę:

$$a^*_{\mathrm{o}}/2 + \sum_{n=1}^{\infty} A^*_n \cdot \cos(n \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi^*_{n\,\mathrm{o}}) =$$

$$= (a_{\mathrm{o}}/2) \cdot K_{\mathrm{i,\,u}}(n \cdot \omega_1) + K_{\mathrm{i,\,u}}(n \cdot \omega_1) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos[n \cdot \omega_1 \cdot (t + \Delta t) - \varphi_{n\,\mathrm{o}}].$$

Iš čia matome, jog tapatybė yra tik tada, kai bus tenkinamos šios sąlygos:

$$\left.\begin{aligned} &a^*_{\mathrm{o}}/2 = (a_{\mathrm{o}}/2) \cdot K_{\mathrm{i,\,u}}(n \cdot \omega_1), \quad A^*_n = K_{\mathrm{i,\,u}}(n \cdot \omega_1) \cdot A_n, \\ &n \cdot \omega_1 \cdot t - \varphi^*_{n\,\mathrm{o}} = n \cdot \omega_1 \cdot t + n \cdot \omega_1 \cdot \Delta t - \varphi_{n\,\mathrm{o}} + k \cdot (2 \cdot \pi), \end{aligned}\right\} \tag{2.163}$$

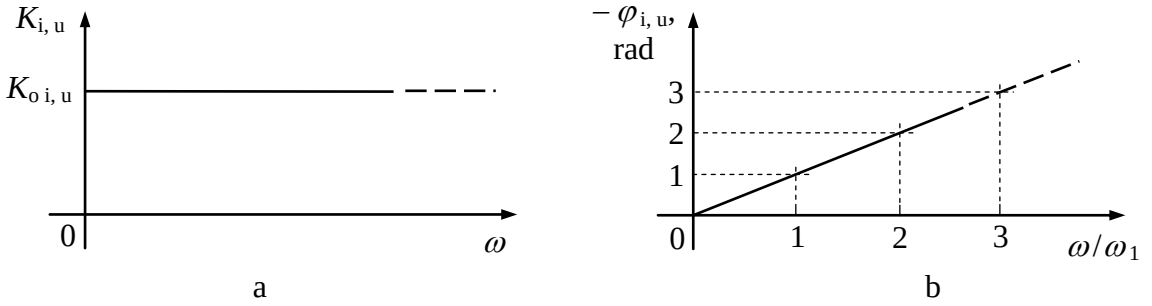
čia $k = 0, 1, 2, \ldots$

Iš (2.163) randame srovės $i_{\mathrm{in}}(t)$ arba įtampos $u_{\mathrm{in}}(t)$ diferencialinio perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{i,\,u}}$ modulio $K_{\mathrm{i,\,u}}(\omega)$ ir fazės $\varphi_{i,\,\mathrm{u}}(\omega)$ sąlygas, būtinas signalo neiškraipančiam keturpoliui:

$$\left.\begin{aligned} &K_{\mathrm{i,\,u}}(\omega) = a^*_{\mathrm{o}}/a_{\mathrm{o}} = \mathrm{const}, \\ &\varphi_{i,\,\mathrm{u}}(\omega) = |\varphi^*_{n\,\mathrm{o}} - \varphi_{n\,\mathrm{o}}| = n \cdot \omega_1 \cdot \Delta t + k \cdot (2 \cdot \pi) = \Omega \cdot \omega + k \cdot (2 \cdot \pi). \end{aligned}\right\} \tag{2.164}$$

Iš čia matome, kad poveikio signalą $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ neiškraipančio keturpolio įtampos $u_{\mathrm{in}}(t)$ arba (ir) srovės $i_{\mathrm{in}}(t)$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ modulis $K_{\mathrm{u,\,i}}$ turi būti nepriklausomas nuo dažnio ω – dažninė charakteristika $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega) = \mathrm{const}$ – yra horizontali tiesė, tai yra parodyta

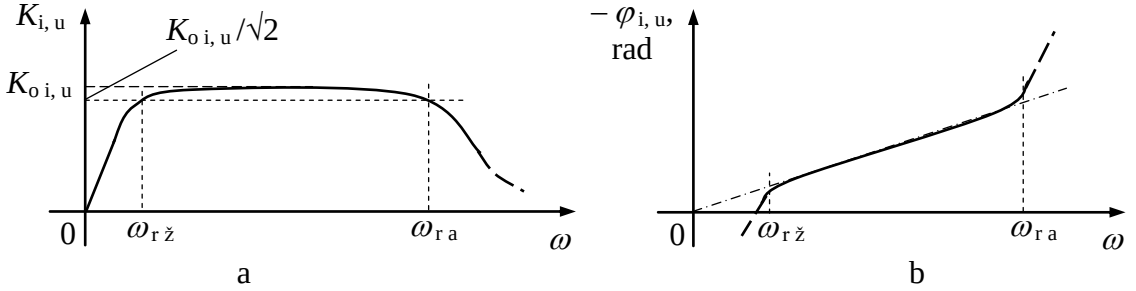
2.52 pav., a, o fazė $\varphi_{u,\,i}$ turi priklausyti nuo dažnio ω tiesiškai ir tiesiog proporcingai dažniui ω, ir todėl fazinė charakteristika $\varphi_{i,\,u}(\omega) = k\cdot\omega$ – taip pat yra tiesė, sudaranti kampą su dažnių ω ašimi (2.52 pav., b) ir būtinai kertanti koordinačių $\{\varphi_{i,\,u},\ \omega\}$ pradinį tašką 0.



a b

2.52 pav. Poveikio signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ neiškraipančio – idealaus keturpolio dažninė $K_{i,\,u}(\omega)$ (a) ir fazinė $\varphi_{i,\,u}(\omega)$ (b) charakteristikos

Realaus keturpolio dažninė $K_{i,\,u}(\omega)$ ir fazinė $\varphi_{i,\,u}(\omega)$ charakteristikos, parodytos 2.53 pav., skiriasi nuo idealių charakteristikų, parodytų 2.52 pav., ir todėl toks keturpolis gali iškraipyti poveikio signalą $f_{U,\,I\,in}(t)$.



a b

2.53 pav. Realaus keturpolio dažninė $K_{i,\,u}(\omega)$ (a) ir fazinė $\varphi_{i,\,u}(\omega)$ (b) charakteristikos

Iš 2.53 pav. matome, jog realaus keturpolio savybės yra artimos idealiam keturpoliui tik tam tikrame dažnių diapazone: $\Delta\omega_K = \omega_{r\,a} - \omega_{r\,ž}$, čia $\omega_{r\,ž}$ ir $\omega_{r\,a}$ – atitinkamai *žemasis* ir *aukštasis* ribiniai dažniai, kuriems esant atitinkamo įtampos arba srovės perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{i,\,u}$ modulio vertė $K_{i,\,u}(\omega)|_{\omega\,=\omega\,r\,ž,\,a} = K_{o\,i,\,u}/\sqrt{2} \cong 0{,}71\cdot K_{o\,i,\,u}$, čia $K_{o\,i,\,u}$ – didžiausioji (maksimali) koeficiento $K_{i,\,u}(\omega)$ vertė. Iš čia darome išvadą, kad realus keturpolis neiškraipo (arba mažai jį iškraipo) tik tokio poveikio signalą $f_{U,\,I\,in}(t)$, kurio spektrinis tankis $\boldsymbol{S}(j\cdot\omega)$ įsitenka dažnių ribose: $\Delta\omega_K = \omega_{r\,ž} - \omega_{r\,a}$, t. y., kai poveikio signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ spektrinio tankio $\boldsymbol{S}(j\cdot\omega)$ arba harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ dažnių $(k\cdot\omega_1)$ atitinkamai mažiausios $\omega_{1\,min}$ ir didžiausios $\omega_{1\,max}$ dažnių sandų vertės tenkina šias akivaizdžias sąlygas: $\omega_{1\,min} \geq \omega_{r\,ž}$ ir $\omega_{1\,max} \leq \omega_{r\,a}$, arba $\Delta\omega_S \leq \Delta\omega_K$. Kai šios sąlygos nėra tenkinamos, poveikio signalas $f_{U,\,I\,in}(t)$ visada būna iškraipomas. Dėl to keturpolio išėjime $U_{iš}$ reakcijos signalo $f_{U,\,I\,iš}(t)$ pavidalas skiriasi nuo poveikio signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ pavidalo keturpolio įėjime U_{in}. Čia reikia pasakyti, jog daugeliu atvejų maksimalus dažnis $\omega_{1\,max}$ nėra griežtai apribotas aukštų dažnių srityje, nes bendru atveju $\omega_{1\,max} \Rightarrow \infty$. Todėl $\omega_{1\,max}$ vertė paprastai priskiriama harmonikos $\boldsymbol{A}_m$ dažniui $(m\cdot\omega_1)$, kuriam esant amplitudė $A_{o\,m}$ tenkina sąlygą: $A_{o\,m} \geq 0{,}1\cdot A_{o\,k\,max}$, čia $A_{o\,k\,max}$ – didžiausios amplitudės harmonika. Apibendrinant galima teigti, kad iškraipymų būna visada, kai bent viena iš realaus keturpolio charakteristikų – dažninė $K_{i,\,u}(\omega)$ arba fazinė $\varphi_{i,\,u}(\omega)$ – netenkina idealaus keturpolio savybių (2.164).

Iš atvirkštinės (2.157) ir tiesioginės (2.158) Furjė transformacijų išraiškų matome, jog jas galima taikyti tik tokiems neperiodiniams (vienkartiniams) signalams $f_{U,\,I}(t)$, *kurių energija yra baigtinė* – nagrinėjamo poveikio signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ integralas pagal laiką t turi būti

baigtinis dydis:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f_{\mathrm{U,\,I}}(t)|\cdot \mathrm{d}\,t < \infty. \qquad (2.165)$$

Šis apribojimas (2.165) gerokai susiaurina galimų neperiodinių (vienkartinių) poveikio signalų $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ aibę Furjė transformacijos taikymui, pavyzdžiui, plačiai elektronikoje taikomai vienetinei įtampos (srovės) šuolio funkcijai $f_{\mathrm{U,\,I}}(t) = f_{\mathrm{o\,U,\,I}}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija, kurios integralas netenkina (2.165) sąlygos, nes $f_{\mathrm{o\,U,\,I}} = U_{\mathrm{o}}$ arba I_{o}, kurių vertės bendru atveju > 0. Čia pasakysime, jog kai kada vienetinio įtampos (arba srovės) šuolio Hevisaido funkcija $f_{\mathrm{o\ U,\ I}}\cdot 1(t)$ yra vadinama *įjungimo funkcija* arba *išjungimo funkcija*. Šio pavidalo funkcijos spektrinį tankį $\boldsymbol{S}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ rasime naudodamiesi apibendrinta Relėjaus formule:

$$\big(u(t)\cdot v(t)\big) = (2\cdot\pi)^{-1}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\boldsymbol{S}_u(\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot\boldsymbol{S}_v^{*}(\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot\mathrm{d}\,\omega = \big(\boldsymbol{S}_u(\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot\boldsymbol{S}_v(\mathrm{j}\cdot\omega)\big)/(2\cdot\pi), \qquad (2.166)$$

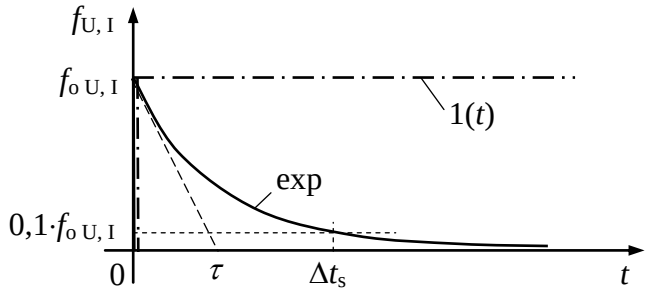
čia: $u(t)$ ir $v(t)$ – du skirtingi signalai; $\boldsymbol{S}_u(\mathrm{j}\cdot\omega)$ ir $\boldsymbol{S}_v(\mathrm{j}\cdot\omega)$ – šių signalų atitinkami spektriniai tankiai; $\boldsymbol{S}_v^{*}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ – jungtinis kompleksinis dydis funkcijai $\boldsymbol{S}_v(\mathrm{j}\cdot\omega)$.

Išraišką (2.166) galima formuluoti taip: *dviejų signalų skaliarinė sandauga yra koeficiento tikslumu proporcinga jų spektrinių tankių skaliarinei sandaugai*. Taigi, naudodamiesi šiuo principu, įjungimo funkcijos $f_{\mathrm{o\ U,\ I}}\cdot 1(t)$ spektrinį tankį $\boldsymbol{S}_{1(t)}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ ieškosime parašydami poveikio signalo funkciją $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ tokiu pavidalu:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = \big(\mathrm{e}^{-t/\tau}\cdot\big(f_{\mathrm{o\,U,\,I\,in}}\cdot 1(t)\big)\big), \qquad (2.167)$$

čia: τ – eksponentinės funkcijos laiko konstanta (2.9 pav.).

Iš išraiškos (2.167) matome, kad tokio pavidalo signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ akivaizdžiai tenkina sąlygą (2.165). Elektronikoje šis signalas yra vadinamas *eksponentiniu videoimpulsu*. Jo laikinė diagrama yra parodyta 2.54 pav.



2.54 pav. Eksponentinio videoimpulso laikinė diagrama

Iš 2.54 pav. matome, jog eksponentinio videoimpulso efektyvioji trukmė Δt_{s} yra apibrėžiama laiko trukme, per kurią signalo amplitudė $f_{\mathrm{o\,U,\,I}}$ sumažėja 10 kartų:

$$\mathrm{e}^{-\Delta t_{\mathrm{s}}/\tau}\cdot f_{\mathrm{o\,U,\,I}} = 0{,}1\cdot f_{\mathrm{o\,U,\,I}}, \qquad (2.167a)$$

ir iš čia randame: $\Delta t_{\mathrm{s}} = 2{,}3\cdot\tau$.

Iš tiesioginės Furjė transformacijos (2.158) randame neperiodinio (vienkartinio) eksponentinio videoimpulso (2.167) spektrinį tankį $\boldsymbol{S}_{\mathrm{exp}}(\mathrm{j}\cdot\omega)$:

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{exp}}(\mathrm{j}\cdot\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}[f_{\mathrm{U,\,I}}(t)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}]\cdot\mathrm{d}\,t = f_{\mathrm{o\,U,\,I}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-(1/\tau+\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot t}\cdot\mathrm{d}\,t =$$

$$= [-f_{\mathrm{o\,U,\,I}}\cdot\mathrm{e}^{-(1/\tau+\mathrm{j}\cdot\omega)\cdot t}/(1/\tau+\mathrm{j}\cdot\omega)]\Big|_{t=0}^{t=\infty} = f_{\mathrm{o\,U,\,I}}/(1/\tau+\mathrm{j}\cdot\omega), \qquad (2.168)$$

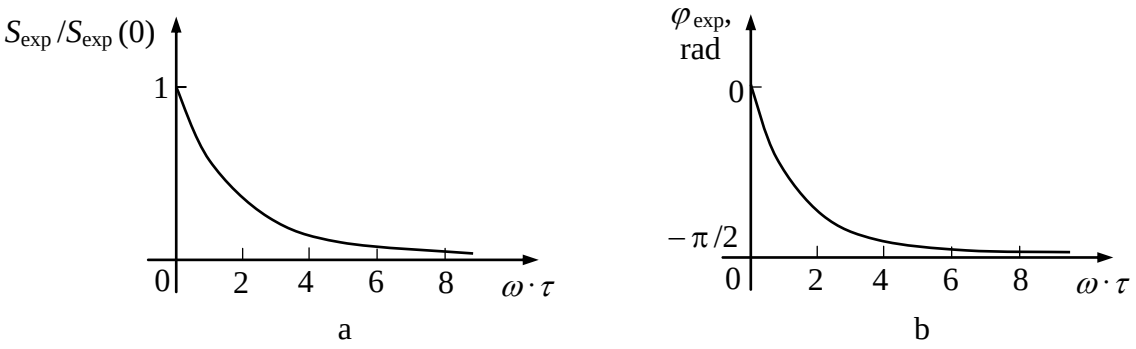
ir iš čia žinomu būdu gauname harmonikų $\boldsymbol{A}_{\mathrm{k}}$ amplitudžių $A_{\mathrm{o\,k}}$ spektrinį tankį $S_{\mathrm{exp}}(\omega)$:

$$S_{\mathrm{exp}}(\omega) = f_{\mathrm{o\,U,\,I}}/(1/\tau^2+\omega^2)^{1/2}, \qquad (2.169)$$

ir harmonikų $\boldsymbol{A}_{\mathrm{k}}$ fazių $\varphi_{\exp}$ spektrinį tankį $\varphi_{\exp}(\omega)$:

$$\varphi_{\exp}(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega \cdot \tau). \tag{2.170}$$

Šių spektrinių charakteristikų (2.169) ir (2.170) grafikai yra parodyti 2.55 pav.



2.55 pav. Eksponentinio videoimpulso (2.54 pav.) spektrinio tankio $\boldsymbol{S}_{\exp}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ modulio $S_{\exp}(\omega)$ (a) ir fazės $\varphi_{\exp}(\omega)$ (b) dažninės priklausomybės, pateiktos normuotais masteliais $(\omega \cdot \tau)$, čia $S_{\exp}(0)$, kai $\omega = 0$

Iš 2.55 pav., a, matome, kad eksponentinio videoimpulso (2.54 pav.) spektrinis tankis $S_{\exp}(\omega) > 0$ visame dažnių diapazone, kitaip tariant, nėra tokio dažnio, kuriam esant $S_{\exp}(\omega)$ taptų lygus nuliui.

Iš (2.167) matome: kai $\tau \Rightarrow \infty$, poveikio signalo funkcija $f_{\mathrm{U,\ I}}(t)$ iš eksponentinės priklausomybės nuo laiko t tampa įjungimo funkcija (brūkšninė-taškinė kreivė 2.54 pav.). Todėl galima teigti: neperiodinio (vienkartinio) eksponentinio videoimpulso (2.167) spektrinis tankis $\boldsymbol{S}_{\exp}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ (2.168) riboje $\tau \Rightarrow \infty$ pereina į įjungimo funkcijos spektrinį tankį $\boldsymbol{S}_{1(t)}(\mathrm{j}\cdot\omega)$, ir iš (2.168)–(2.170) gauname:

$$\boldsymbol{S}_{1(t)}(\mathrm{j}\cdot\omega) = f_{\mathrm{o\ U,\ I}}/(\mathrm{j}\cdot\omega). \tag{2.171}$$

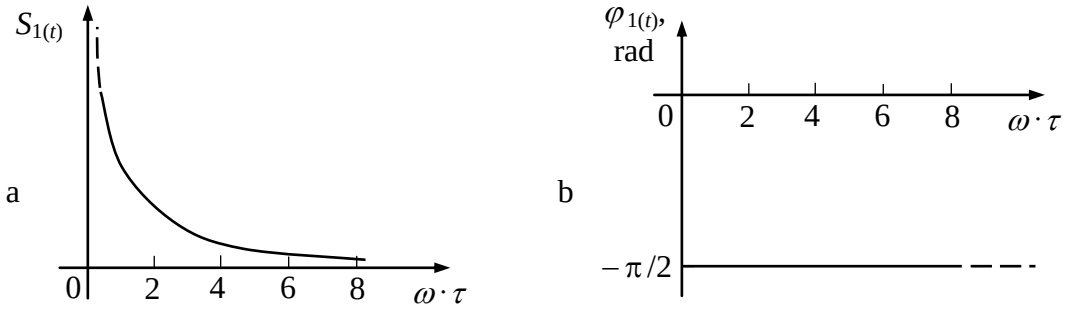
Iš čia žinomu būdu gauname harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ amplitudžių $A_{\mathrm{o}\,k}$ spektrinį tankį $S_{1(t)}(\omega)$:

$$S_{1(t)}(\omega) = f_{\mathrm{o\ U,\ I}}/\omega, \tag{2.172}$$

ir harmonikų $\boldsymbol{A}_k$ fazių $\varphi_{1(t)}$ spektrinį tankį $\varphi_{1(t)}(\omega)$:

$$\varphi_{1(t)}(\omega) = -\operatorname{arctg}\infty = -\pi/2. \tag{2.173}$$

Šių spektrinių charakteristikų (2.172) ir (2.173) grafikai yra parodyti 2.56 pav. ir iš čia matome, jog ir šiuo atveju įjungimo funkcijos $1(t)$ spektrinis tankis $S_{1(t)}(\omega) > 0$ visame dažnių diapazone, kitaip tariant, nėra tokio dažnio, kuriam esant vertė $S_{1(t)}(\omega)$ taptų lygi nuliui.



2.56 pav. Įjungimo funkcijos $1(t)$ – Hevisaido funkcijos spektrinio tankio $\boldsymbol{S}_{1(t)}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ modulio $S_{1(t)}$ (a) ir fazės $\varphi_{1(t)}$ (b) dažninės priklausomybės, pateiktos normuotu dažnio masteliu $(\omega \cdot \tau)$

Kita vertus, iš 2.56 pav., a, matome, jog taške $\omega = 0$ vertė $S_{1(t)}(\omega) \Rightarrow \infty$, o tai reiškia, kad įjungimo funkcija $1(t)$ turi pastovųjį sandą $\boldsymbol{A}_0 = 1/2 = 0{,}5$, nes, esant $t < 0$, signalo vertė yra lygi nuliui.

Taigi parodėme, kad netenkinantis integralo (2.165) sąlygos vienkartinis poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ gali būti paskleistas Furjė eilute, kai jis yra padauginamas iš atitinkamos funkcijos $\mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t}$, čia $\boldsymbol{p}$ – kompleksinis dydis, vadinamas *kompleksiniu dažniu* ir bendru atveju išreiškimas taip:

$$\boldsymbol{p} = \sigma + \mathrm{j}\cdot\omega. \tag{2.174}$$

Šiuo atveju gauname naują pakeitimą – *Laplaso transformaciją*, kurios *atvirkštinė transformacija* poveikio signalui $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ yra parašoma taip:

$$f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t) = (2\cdot\pi)^{-1}\cdot\int\limits_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty}\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})\cdot\mathrm{e}^{\boldsymbol{p}\cdot t}\cdot\mathrm{d}\,\boldsymbol{p}, \tag{2.175}$$

čia

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) = \int\limits_{0}^{\infty} f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)\cdot\mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t}\cdot\mathrm{d}\,t, \tag{2.176}$$

Ir ši funkcija yra vadinama *tiesiogine Laplaso transformacija*.

Poveikio signalą $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ yra įprasta vadinti *originalu*, o jo Laplaso skleidimo funkciją $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ (2.175) – *atvaizdu*. Fizikinis Furjė ir Laplaso transformacijų skirtumas yra tas, kad Furjė transformacijos atveju ((2.143)–(2.158)) poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ yra išskaidomas į be galo daug nykstamai mažų ir laike t neapribotų harmoninių virpesių, o Laplaso transformacijos atveju ((2.174), (2.175)) poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\ I\ in}}(t)$ yra išskaidomas į be galo daug nykstamai mažų ir laike t gęstančių – apribotų neharmoninių virpesių. Tai matyti iš kompleksinio dažnio $\boldsymbol{p}$ išraiškos (2.174), žvelgiant į kurią paaiškėja, jog harmoninį signalą $s(t)$, taikant *Eulerio formulę*, galima išreikšti anksčiau aprašytu būdu (2.45 pav.) taip:

$$s(t) = (\mathrm{e}^{\boldsymbol{p}\cdot t} + \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}^*\cdot t})/2 = \mathrm{e}^{\sigma\cdot t}\cdot(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t} + \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t})/2 = \mathrm{e}^{\sigma\cdot t}\cdot\cos(\omega\cdot t), \tag{2.177}$$

čia: $\boldsymbol{p}^* = \sigma - \mathrm{j}\cdot\omega$ – *jungtinis kompleksinis dažnis*.

Iš (2.177) matome, jog signalo $s(t)$ pavidalas priklauso nuo σ ir ω verčių. Kai $\sigma = 0$, o $\omega \neq 0$, gauname įprastą harmoninį virpesį $\cos(\omega\cdot t)$. Kai $\omega = 0$, o $\sigma \neq 0$, gauname didėjančios arba mažėjančios amplitudės eksponentinius virpesius – priklauso nuo σ ženklo. Kai $\omega \neq 0$ ir $\sigma \neq 0$, gauname sudėtingesnio pavidalo virpesius, nes daugiklis $\mathrm{e}^{\sigma\cdot t}$ (2.177) aprašo signalo $s(t)$ gaubiamąją, kuri nuo laiko t kinta eksponentiškai. Visi šie signalo $s(t)$ pavidalų atvejai vaizdumo dėlei parodyti 2.57 pav.

Laplaso transformacijoms (2.175) ir (2.176) iliustruoti surasime apibendrinto eksponentinio videoimpulso atvaizdą $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$, kai šis signalas, analogiškai (2.167), yra parašomas taip:

$$f_{\mathrm{U,\ I}}(t) = \mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_\mathrm{o}\cdot t}\cdot\left(f_{\mathrm{o\ U,\ I}}\cdot 1(t)\right), \tag{2.178}$$

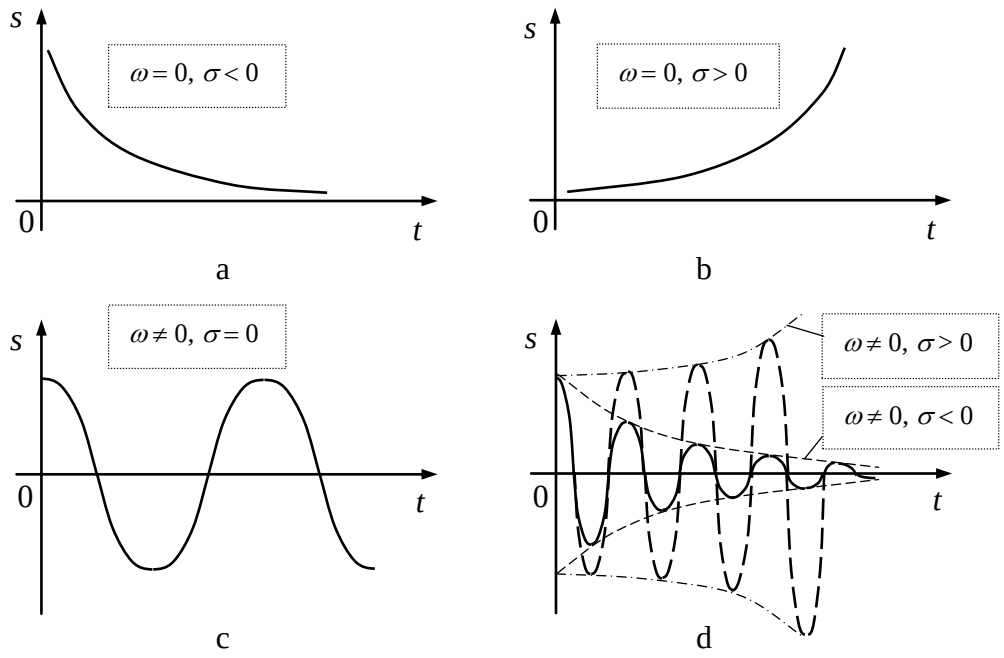
čia $\boldsymbol{p}_\mathrm{o} = \sigma_\mathrm{o} - \mathrm{j}\cdot\omega_\mathrm{o}$ – fiksuotas kompleksinis dažnis, o įjungimo funkcija $1(t)$ įvesta tam, kad, esant $t < 0$, gautume $f_{\mathrm{U,\ I}}(-t) = 0$.

Pasinaudoję išraiška (2.176), gauname apibendrintojo eksponentinio videoimpulso (2.178) atvaizdo $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ išraišką:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) &= \int\limits_{0}^{\infty} f_{\mathrm{o\ U,\ I}}\cdot\mathrm{e}^{\boldsymbol{p}_\mathrm{o}\cdot t}\cdot\mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t}\cdot\mathrm{d}\,t = \int\limits_{0}^{\infty} f_{\mathrm{o\ U,\ I}}\cdot\mathrm{e}^{-(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}_\mathrm{o})\cdot t}\cdot\mathrm{d}\,t = \\ &= \left[-\mathrm{e}^{-(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}_\mathrm{o})\cdot t}\cdot(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}_\mathrm{o})^{-1}\right]\Big|_{t=0}^{t=\infty} = 1/(\boldsymbol{p}-\boldsymbol{p}_\mathrm{o}),\end{aligned} \tag{2.179}$$

čia galutinė išraiška yra gauta tarus, kad $\mathrm{Re}\,\boldsymbol{p} > \sigma_\mathrm{o}$, nes tik šiuo atveju apibrėžtinio integralo skaitiklis tampa lygus nuliui, kai $t \Rightarrow \infty$.

Iš gautos apibendrintojo eksponentinio videoimpulso atvaizdo $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ išraiškos (2.179)



2.57 pav. Laplaso transformacijoje naudojamo skleidimo signalo $s\,(t)$ (2.177) virpesių pavidalai, esant įvairiems kompleksinio dažnio $\boldsymbol{p}$ (2.174) parametrams σ ir ω

kyla galimi daliniai atvejai:

1– realaus eksponentinio videoimpulso (2.167) atvaizdas $\boldsymbol{F}_{\exp}(\boldsymbol{p})$:

$$\boldsymbol{F}_{\exp}(\boldsymbol{p}) = 1/(\boldsymbol{p} - 1/\tau), \tag{2.180}$$

2– kompleksinio eksponentinio signalo $s\,(t) = \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega_0\cdot t}$ atvaizdas $\boldsymbol{F}_{\exp\,\mathrm{j}}(\boldsymbol{p})$:

$$\boldsymbol{F}_{\exp\,\mathrm{j}}(\boldsymbol{p}) = 1/(\boldsymbol{p} - \mathrm{j}\cdot\omega_0), \tag{2.181}$$

3– įjungimo funkcijos $1(t)$ – Hevisaido funkcijos atvaizdas $\boldsymbol{F}_{1(t)}(\boldsymbol{p})$:

$$\boldsymbol{F}_{1(t)}(\boldsymbol{p}) = 1/\boldsymbol{p}. \tag{2.182}$$

Be jau išnagrinėtų poveikio signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ funkcijų, elektronikoje ir apskritai fizikoje labai dažnai yra naudojama *delta funkcija* (arba *Dirako funkcija*). Ji yra žymima simboliu $\delta\,(t)$, ir jos savybės kyla iš stačiakampio videoimpulso $f_{\mathrm{v}}\,(t,\,\Delta t_{\mathrm{s}})$, išreikšto tokia priklausomybe:

$$f_{\mathrm{v}}(t,\,\Delta t_{\mathrm{s}}) = [1(t + \Delta t_{\mathrm{s}}/2) - 1(t - \Delta t_{\mathrm{s}}/2)]/\Delta t_{\mathrm{s}}, \tag{2.183}$$

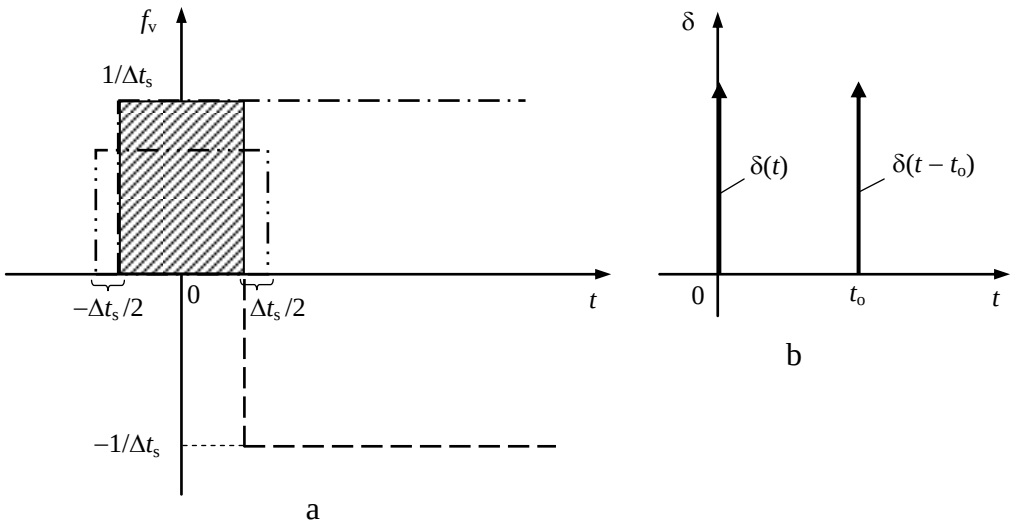
čia įjungimo funkcija $1(t)$ yra parašyta su laiko t postūmiu $\pm\Delta t_{\mathrm{s}}/2$ pradinio laiko momento $t_0 = 0$ atžvilgiu, kitaip tariant, pasinaudojome tokio pavidalo įjungimo funkcijų išraiškomis:

$$1(t - \Delta t_{\mathrm{s}}/2) = \begin{cases} 0, \text{ kai } t < \Delta t_{\mathrm{s}}/2, \\ \\ 1, \text{ kai } t \geq \Delta t_{\mathrm{s}}/2, \end{cases} \tag{2.184}$$

$$1(t + \Delta t_{\mathrm{s}}/2) = \begin{cases} 0, \text{ kai } t < -\Delta t_{\mathrm{s}}/2, \\ \\ 1, \text{ kai } t \geq -\Delta t_{\mathrm{s}}/2, \end{cases} \tag{2.184a}$$

kuriomis naudojantis aprašomo stačiakampio videoimpulso $f_{\mathrm{v}}\,(t,\,\Delta t_{\mathrm{s}})$ laikinė diagrama parodyta 2.58 pav.

Iš (2.183) matome: esant bet kokioms videoimpulso trukmės Δt_{s} vertėms, šio signalo „plotas“ S_{v} išlieka pastovus ir yra lygus 1 (esant didesnei Δt_{s} vertei, videoimpulso pavidalas



2.58 pav. Iš laike t perstumtų dviejų įjungimo funkcijų $1(t)$ (a) – brūkšninė ir brūkšninė-taškinė linijos – sudaryto stačiakampio videoimpulso (a) – užbrūkšniuotas stačiakampis – laikinės diagramos ir delta funkcijos $\delta(t)$ simbolinis atvaizdavimas (b)

parodytas 2.58 pav., a, brūkšninė-dvitaškia linija). Šią savybę išreiškiame taip:

$$S_v = \int_{-\infty}^{\infty} f_v(t, \Delta t_s)\cdot \mathrm{d}\, t = 1. \tag{2.185}$$

Kai vienetinių funkcijų $1(t)$ (2.184) postūmio laikas $\Delta t_s \Rightarrow 0$, tai iš jų sudaryto videoimpulso $f_v(t, \Delta t_s)$ (2.183) trukmė $\Delta t_s \Rightarrow 0$ – artėja į nulį. Tačiau šio impulso „plotas“ S_v išlieka pastovus (2.185), ir todėl iš čia matome, kad tokio videoimpulso amplitudė $A_o \sim 1/\Delta t_s$ neapibrėžtai didėja iki begalybės. Tokio videoimpulso ribinė vertė, kai $\Delta t_s \Rightarrow 0$, ir yra *delta funkcija* – $\delta(t)$, kuri yra parašoma taip:

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t_s \to 0} f_v(t, \Delta t_s). \tag{2.186}$$

Iš (2.185) matome, kad delta funkcija $\delta(t)$ (2.186) tenkina šią sąlygą:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\cdot \mathrm{d}\, t = 1. \tag{2.187}$$

Delta funkcija $\delta(t)$ yra vaizduojama simboliniu vektoriumi taške $t = 0$ arba taške $t_o \neq 0$, kai turime laiko t postūmį $t_o \Rightarrow \delta(t - t_o)$ (2.58 pav., b).

Iš (2.187) ir (2.176) gauname delta funkcijos $\delta(t)$ atvaizdą $\boldsymbol{F}_{\delta(t)}(\boldsymbol{p})$:

$$\boldsymbol{F}_{\delta(t)}(\boldsymbol{p}) = 1. \tag{2.188}$$

Anksčiau parodėme, kad bet kokia tiesinė radioelektroninė (arba elektroninė) grandinė (2.1 pav.) yra aprašoma n-tosios eilės diferencialine lygtimi (2.18). Todėl tiesinėms grandinėms analizuoti taikant Laplaso transformacijas yra labai svarbu rasti signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ išvestinių $\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in}(t)/\mathrm{d}\, t$, $\mathrm{d}^2 f_{U,\,I\,in}(t)/\mathrm{d}\, t^2$ ir t. t. atitinkamus atvaizdus $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{/})$, $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{//})$ ir t. t., kai paties signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ atvaizdas yra $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ (2.176). Taikant tiesioginę Laplaso transformaciją (2.176), signalo $f_{U,\,I\,in}(t)$ pirmosios išvestinės $\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in}(t)/\mathrm{d}\, t$ atvaizdui $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{/})$ nustatyti būtina atlikti integravimą dalimis:

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{/}) = \int_0^{\infty} [\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in}(t)/\mathrm{d}\, t]\cdot \mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t}\cdot \mathrm{d}\, t = f_{U,\,I\,in}(t)\cdot \mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t}\Big|_{t=0}^{t=\infty} + \boldsymbol{p}\cdot \int_0^{\infty} f_{U,\,I\,in}(t)\cdot \mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot t} =$$

$$= \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{/}) = \boldsymbol{p}\cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) - f_{U,\,I\,in}(0). \tag{2.189}$$

Iš čia matome, jog signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ pirmosios išvestinės $\mathrm{d}\,f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)/\mathrm{d}\,t$ atvaizdas $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}')$ turi narį, kurio vertė yra lygi signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ reikšmei $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(0)$ pradiniu laiko momentu $t = 0$.

Taikant matematinės indukcijos metodą, yra parodoma, kad signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ n-tosios eilės išvestinės $\mathrm{d}^n f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)/\mathrm{d}\,t^n$ (arba $f^{\{n\}}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$) atvaizdas $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{\{n\}})$ yra:

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}^{\{n\}}) = \boldsymbol{p}^n \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) - \boldsymbol{p}^{(n-1)} \cdot f_{\mathrm{U,\,I}}(0) - \boldsymbol{p}^{(n-2)} \cdot f^{\{1\}}_{\mathrm{U,\,I}}(0) - \ldots - \boldsymbol{p} \cdot f^{\{n-2\}}_{\mathrm{U,\,I}}(0) - f^{\{n-1\}}_{\mathrm{U,\,I}}(0). \quad (2.190)$$

Iš čia matome, jog Laplaso transformacijų metodas leidžia spręsti tiesines diferencialines lygtis, kai yra žinomos signalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(0)$ funkcijos vertės ir tos funkcijos išvestinių $f^{\{n-1\}}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(0)$ vertės pradinėmis sąlygomis, čia $n = 0, 1, 2, \ldots$ – diferencialinės lygties eilė.

Tiesinių radioelektroninių ir elektroninių grandinių analizės metodas, naudojant Laplaso transformacijas, yra vadinamas *operatoriniu metodu*. Šio metodo pranašumas yra tai, kad pritaikius tiesioginę Laplaso transformaciją (2.176), iš nagrinėjamą grandinę aprašančių tiesinių diferencialinių lygčių yra gaunama atitinkamų atvaizdų tiesinė algebrinė lygčių sistema. Išsprendus šias algebrines lygtis yra randami reakcijų atvaizdai, iš kurių, padarius atvirkštinę Laplaso transformaciją (2.175), yra randami reakcijų originalai. Čia būtina pasakyti, jog naudojant atvirkštinę Laplaso transformaciją (2.175) originalui $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ rasti, tenka jo atvaizdą $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ integruoti kompleksinėje plokštumoje $\{\boldsymbol{p}, \omega\}$, o tai matematiniu požiūriu yra gana sudėtinga. Todėl dažniausiai funkcijų $f_{\mathrm{U,\,I\,in,\,iš}}(t)$ originalai yra randami iš specialiai tam tikslui sudarytų *Laplaso transformacijų lentelių*. Kai ieškomo atvaizdo $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ lentelėse nėra, šis atvaizdas yra išskaidomas į lentelėse esamus atvaizdus. Tai yra pasiekiama naudojantis Furjė transformacijų teoremomis ir sandaugą $(\mathrm{j}\cdot\omega)$ pakeičiant kompleksiniu dažniu $\boldsymbol{p}$ (2.174).

Dažniausiai pasitaikančių signalų $f_{\mathrm{U,\,I\,in,\,iš}}(t)$ atvaizdai $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ – Laplaso transformacijos – yra pateiktos 2.1 lentelėje, o svarbiausios Laplaso transformacijų savybės yra pateiktos 2.2 lentelėje.

2.1 lentelė

Eil. Nr.	$f_{\mathrm{U,\,I\,in,\,iš}}(t)$	$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$
1	$\delta(t)$	1
2	$1(t)$	$1/\boldsymbol{p}$
3	t	$1/\boldsymbol{p}^2$
4	$t^{(n-1)}/(n-1)$	$1/\boldsymbol{p}^n$
5	$\mathrm{e}^{-a\cdot t}$	$1/(\boldsymbol{p}+a)$
6	$\mathrm{e}^{a\cdot t}$	$1/(\boldsymbol{p}-a)$
7	$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega_0\cdot t}$	$1/(\boldsymbol{p}-\mathrm{j}\cdot\omega_0)$
8	$t\cdot\mathrm{e}^{-a\cdot t}$	$1/(\boldsymbol{p}+a)^2$
9	$0{,}5\cdot t^2\cdot\mathrm{e}^{-a\cdot t}$	$1/(\boldsymbol{p}+a)^3$
10	$\sin(\omega\cdot t+\varphi)$	$(\boldsymbol{p}\cdot\sin\varphi+\omega\cdot\cos\varphi)/(\boldsymbol{p}^2+\omega^2)$
11	$\cos(\omega\cdot t+\varphi)$	$(\boldsymbol{p}\cdot\cos\varphi-\omega\cdot\sin\varphi)/(\boldsymbol{p}^2+\omega^2)$
12	$t\cdot\sin(\omega\cdot t)/(2\cdot\omega)$	$\boldsymbol{p}/(\boldsymbol{p}^2+\omega^2)^2$
13	$t\cdot\cos(\omega\cdot t)$	$(\boldsymbol{p}^2-\omega^2)/(\boldsymbol{p}^2+\omega^2)^2$
14	$\mathrm{e}^{-a\cdot t}\cdot\sin(\omega\cdot t+\varphi)$	$[(\boldsymbol{p}+a)\cdot\sin\varphi+\omega\cdot\cos\varphi]/[(\boldsymbol{p}+a)^2+\omega^2]$
15	$\mathrm{e}^{-a\cdot t}\cdot\cos(\omega\cdot t+\varphi)$	$[(\boldsymbol{p}+a)\cdot\cos\varphi-\omega\cdot\sin\varphi]/[(\boldsymbol{p}+a)^2+\omega^2]$
16	$\mathrm{sh}(\omega\cdot t)/a$	$1/(\boldsymbol{p}^2-\omega^2)$
17	$\mathrm{ch}(\omega\cdot t)$	$\boldsymbol{p}/(\boldsymbol{p}^2-\omega^2)$
18	$1/(\pi\cdot t)^{1/2}$	$\boldsymbol{p}^{-1/2}$

2.2 lentelė

Eil. Nr.	$f_{\mathrm{U,\,I\,in,\,iš}}(t)$	$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$
1	Transformacijų tiesiškumas	
	$\sum_{i=1}^{n} a_i \cdot f_i(t)$	$\sum_{i=1}^{n} a_i \cdot \boldsymbol{F}_i(\boldsymbol{p})$
2	Originalo išvestinės	
2.1	$f'(t)$	$\boldsymbol{p} \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) - f_{\mathrm{U,\,I}}(0)$
2.2	$f''(t)$	$\boldsymbol{p}^2 \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) - \boldsymbol{p} \cdot f_{\mathrm{U,\,I}}(0) - f'_{\mathrm{U,\,I}}(0)$
2.3	$f^{\{n\}}(t)$	$\boldsymbol{p}^n \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}) - \sum_{k=0}^{n-1} \boldsymbol{p}^{(n-k-1)} \cdot f^{\{k\}}_{\mathrm{U,\,I}}(0)$
3	Originalo integralas	
	$\int_0^t f(t) \cdot \mathrm{d}\,t$	$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})/\boldsymbol{p}$
4	Laiko mastelio pakeitimas	
	$f(a \cdot t)$	$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p}/a)/a$
5	Originalo vėlinimas laike	
	$f(t - \Delta t)$	$\mathrm{e}^{-\boldsymbol{p}\cdot\Delta t} \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$, kai $\Delta t > 0$
6	Originalo slopinimas-stiprinimas	
	$f(t) \cdot \mathrm{e}^{\pm a \cdot t}$	$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p} \mp a)$
7	Originalų sandaugos integralas (*Borelio teorema*)	
	$\int_0^t f_1(t^*) \cdot f_2(t - t^*) \cdot \mathrm{d}\,t^*$	$\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{p}) \cdot \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{p})$, čia: $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{p}) \Rightarrow f_1(t)$; $\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{p}) \Rightarrow f_2(t)$
8	Originalo ir jo atvaizdo ribiniai sąryšiai	
8.1	$\lim_{t \to 0} f(t) = f(0_+)$	$\lim_{p \to \infty} [\boldsymbol{p} \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})]$
8.2	$\lim_{t \to \infty} f(t)$	$\lim_{p \to 0} [\boldsymbol{p} \cdot \boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})]$
	.....	

Pailiustruosime operatorinį tiesinių diferencialinių lygčių sprendimo metodą nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinės atveju (2.24 pav., a), kai įėjime U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} = U_{\mathrm{o}} \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija. Šiuo atveju ieškomos reakcijos – srovės $\boldsymbol{I}$, tekančios *RLC*– grandine, sprendinys yra gaunamas iš integrodiferencialinės lygties (2.16), kurią parašysime taip:

$$R \cdot \boldsymbol{I} + (1/C) \cdot \int \boldsymbol{I} \cdot \mathrm{d}\,t + L \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t) = \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}. \qquad (2.191)$$

Taikydami kiekvienam lygties (2.191) nariui tiesioginę Laplaso transformaciją (iš 2.1 ir 2.2 lentelių), randame:

$$\boldsymbol{I} \Rightarrow \boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}), \quad \int \boldsymbol{I} \cdot \mathrm{d}\,t \Rightarrow \boldsymbol{I}(\boldsymbol{p})/\boldsymbol{p} + \boldsymbol{A}/\boldsymbol{p}, \quad \mathrm{d}\,\boldsymbol{I}/\mathrm{d}\,t \Rightarrow \boldsymbol{p} \cdot \boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) - \boldsymbol{I}(0), \quad \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} \Rightarrow \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}(\boldsymbol{p}), \qquad (2.192)$$

čia $\boldsymbol{A}$ – neapibrėžtinio integralo konstanta, randama iš pradinių sąlygų.

Nesunku pastebėti, jog iš (2.191) galima parašyti:

$$(1/C) \cdot \int \boldsymbol{I} \cdot \mathrm{d}\,t = \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}}, \qquad (2.192a)$$

ir iš čia gauname:

$$\boldsymbol{A} = C \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{C}}(0). \qquad (2.192b)$$

Iš (2.192b), (2.192) ir (2.191) užrašome integrodiferencialinės lygties (2.191)

operatorinį atvaizdą:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p})\cdot[R + 1/(\boldsymbol{p}\cdot C) + \boldsymbol{p}\cdot L] = \boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p}) + L\cdot\boldsymbol{I}(0) - \boldsymbol{U}_{\text{C}}(0)/\boldsymbol{p}. \qquad (2.193)$$

Iš (2.193) elementariosios algebros būdu randame reakcijos $\boldsymbol{I}$ atvaizdo $\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p})$ išraišką:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = [\boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p}) + L\cdot\boldsymbol{I}(0) - \boldsymbol{U}_{\text{C}}(0)/\boldsymbol{p}]/\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p}), \qquad (2.194)$$

čia

$$\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p}) = R + 1/(\boldsymbol{p}\cdot C) + \boldsymbol{p}\cdot L, \qquad (2.194a)$$

ir tai yra nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinės *operatorinė varža*, kuri yra gaunama iš kompleksinės varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\text{j}\cdot\omega)$ išraiškos, gaunamos išvedant (2.80), kurioje sandauga $(\text{j}\cdot\omega)$ yra pakeičiama kompleksiniu dažniu $\boldsymbol{p}$ (2.174).

Akivaizdu, kad nagrinėjamu atveju pradiniu laiko momentu $t = 0$ turime $\boldsymbol{I}(0) = 0$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{C}}(0) = 0$. Todėl gauta išraiška (2.194) tampa paprastesne:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = \boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p})/\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p}). \qquad (2.195)$$

Čia reikia pasakyti, kad gauta išraiška (2.195) tiesiogiai kyla iš Omo dėsnio grandinės daliai, ir todėl ją buvo galima parašyti iš karto, netaikant klasikinio analizės metodo.

Formaliai uždavinys yra išspręstas, nes, taikydami atvirkštinę Laplaso transformaciją (2.175), iš gauto atvaizdo $\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p})$ (2.195) randame reakcijos originalą $i(t)$. Tačiau šiuo atveju tenka integruoti kompleksinėje plokštumoje $\{\boldsymbol{p}, \omega\}$, o tai nėra lengvas uždavinys. Todėl dažniausiai originalas yra randamas iš specialių lentelių (2.1, 2.2 lentelės), taikant *atvaizdo išskaidymo teoremą,* kurios esmę išnagrinėsime spręsdami išraišką (2.195).

Tiesines radioelektronines grandines analizuojant operatoriniu metodu, labai dažnai ieškomo dydžio (reakcijos) – funkcijos $f_{\text{U, I iš}}(t)$ atvaizdas $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ yra gaunamas kaip polinomų santykis – trumpena, pavyzdžiui, (2.195). Kai šio santykio skaitiklio polinomas, pavyzdžiui, $\boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p})$ (2.195), yra žemesnio laipsnio už vardiklio polinomą, pavyzdžiui, $\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p})$ (2.195), tai tokį reakcijos originalo atvaizdą galima išskaidyti į elementariąsias trumpenas ir jas parašyti tokiu pavidalu:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = \sum_{i=1}^{n} [\boldsymbol{B}_i/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)], \qquad (2.196)$$

čia: $\boldsymbol{p}_i$ – funkcijos $\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p}) = 0$ šaknys (sprendiniai), kai $i = 1, 2, \ldots n$; $\boldsymbol{B}_i$ – koeficientas, randamas iš (2.196), kai abi šios išraiškos pusės yra padauginamos iš $(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)$, ir todėl turime:

$$(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)\cdot\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = (\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)\cdot\sum_{i=1}^{n} [\boldsymbol{B}_i/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)]. \qquad (2.196a)$$

Iš čia matome, kad, esant sąlygai: $\boldsymbol{p} = \boldsymbol{p}_i$, visi šios lygybės nariai, išskyrus trumpenos narį $[(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_k)\cdot\boldsymbol{B}_k]/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_k) = \boldsymbol{B}_k$, yra lygūs nuliui, čia $k \neq i$ ir $k = 1, 2, \ldots, n$.

Todėl iš (2.196a) ir (2.195) yra gaunama koeficiento $\boldsymbol{B}_k$ vertės apskaičiavimo formulė:

$$\boldsymbol{B}_k = \lim_{p\to p_k} [(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_k)\cdot\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p})] = \boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p}_k)/\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p}_k). \qquad (2.197)$$

Akivaizdu, jog gauta išraiška (2.197) aprašo ir narį su koeficientu $\boldsymbol{B}_i$. Todėl iš reakcijos originalo atvaizdo (2.196) nesunku rasti patį originalą $i(t)$, nes atvaizdo $1/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_i)$ originalas kyla iš postūmio teoremos (2.1 lentelėje poziciją Nr. 6) ir yra lygus $(\text{e}^{\,\text{p}_i\cdot t}\cdot 1(t))$, čia įjungimo funkcija $1(t)$ garantuoja nulines vertes, kai $t < 0$. Taigi, iš čia ir (2.196) gauname reakcijos originalo $i(t)$ išraišką tokiu pavidalu:

$$i(t) = \sum_{i=1}^{n} [\boldsymbol{B}_i\cdot\text{e}^{\boldsymbol{p}_i\cdot t}]\cdot 1(t). \qquad (2.198)$$

Išraiškoje (2.195) įėjimo U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = U_{\text{o}}\cdot 1(t)$ atvaizdas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}(\boldsymbol{p}) = U_{\text{o}}/\boldsymbol{p}$ (2.1 lentelėje poziciją Nr. 2), ir todėl gauname:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = U_{\text{o}}/[\boldsymbol{p}\cdot\boldsymbol{Z}_{\text{n}}(\boldsymbol{p})],$$

ir iš čia bei $\boldsymbol{Z}_{\rm n}(\boldsymbol{p})$ išraiškos (2.194), naudodami pažymėjimus: $\alpha = R/(2\cdot L)$, $\omega_{\rm o} = (L\cdot C)^{-1/2}$, gauname:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = U_{\rm o}/\{\boldsymbol{p}\cdot[R + 1/(\boldsymbol{p}\cdot C) + \boldsymbol{p}\,L]\} = U_{\rm o}/[L\cdot(2\cdot\alpha\cdot\boldsymbol{p} + \omega_{\rm o}^2 + \boldsymbol{p}^2)] =$$

$$= U_{\rm o}/[L\,(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_1)\cdot(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_2)], \qquad (2.199)$$

čia

$$\boldsymbol{p}_{1,\,2} = -\alpha \pm (\alpha^2 - \omega_{\rm o}^2)^{1/2}, \qquad (2.200)$$

ir tai yra lygties $\boldsymbol{p}^2 + 2\cdot\alpha\cdot\boldsymbol{p} + \omega_{\rm o}^2 = 0$ šaknys.

Gauta reakcijos atvaizdo išraiška (2.199), pasitelkus išskaidymo teoremą (2.196), yra parašoma taip:

$$\boldsymbol{I}(\boldsymbol{p}) = U_{\rm o}/[2\cdot L\cdot(\boldsymbol{p}_1 + \alpha)\cdot(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_1)] + U_{\rm o}/[2\cdot L\cdot(\boldsymbol{p}_2 + \alpha)\cdot(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_2)] =$$

$$= \boldsymbol{B}_1/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_1) + \boldsymbol{B}_2/(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_2),$$

ir šio atvaizdo originalas $i(t)$ yra randamas iš (2.198), įrašius šaknų $\boldsymbol{p}_{1,\,2}$ išraiškas iš (2.200):

$$i(t) = U_{\rm o}\cdot{\rm e}^{-\alpha\cdot t}\cdot({\rm e}^{\beta\cdot t} - {\rm e}^{-\beta\cdot t})/(2\cdot\beta\cdot L), \qquad (2.201)$$

čia $\beta = (\alpha^2 - \omega_{\rm o}^2)^{1/2}$.

Gauta išraiška (2.201) aprašo srovės $i\,(t)$ virpesius nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinėje (2.24 pav., a), atsirandančius ją paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $U_{\rm in}\,(t) = U_{\rm o}\cdot 1(t)$. Iš (2.201) matome, jog, priklausomai nuo nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinės elementų parametrų, yra galimi trys sprendinio – reakcijos srovės $i\,(t)$ variantai:

1 – kai $\alpha^2 < \omega_{\rm o}^2$;

2 – kai $\alpha^2 > \omega_{\rm o}^2$ ir **3** – kai $\alpha^2 = \omega_{\rm o}^2$.

Pirmuoju atveju šaknys $\boldsymbol{p}_{1,\,2}$ (2.200) yra kompleksinės, o antruoju ir trečiuoju atvejais – realieji dydžiai.

1 – pirmuoju atveju, kai $\alpha^2 < \omega_{\rm o}^2$, turime:

$$\boldsymbol{p}_{1,\,2} = -\alpha \pm {\rm j}\cdot(\omega_{\rm o}^2 - \alpha^2)^{1/2},$$

ir iš čia išraišką (2.201) parašome taip:

$$i(t) = U_{\rm o}\cdot{\rm e}^{-\alpha\cdot t}\cdot({\rm e}^{{\rm j}\cdot\beta^*\cdot t} - {\rm e}^{-{\rm j}\cdot\beta^*\cdot t})/({\rm j}\cdot 2\cdot\beta^*\cdot L), \qquad (2.202)$$

čia $\beta^* = (\omega_{\rm o}^2 - \alpha^2)^{1/2}$.

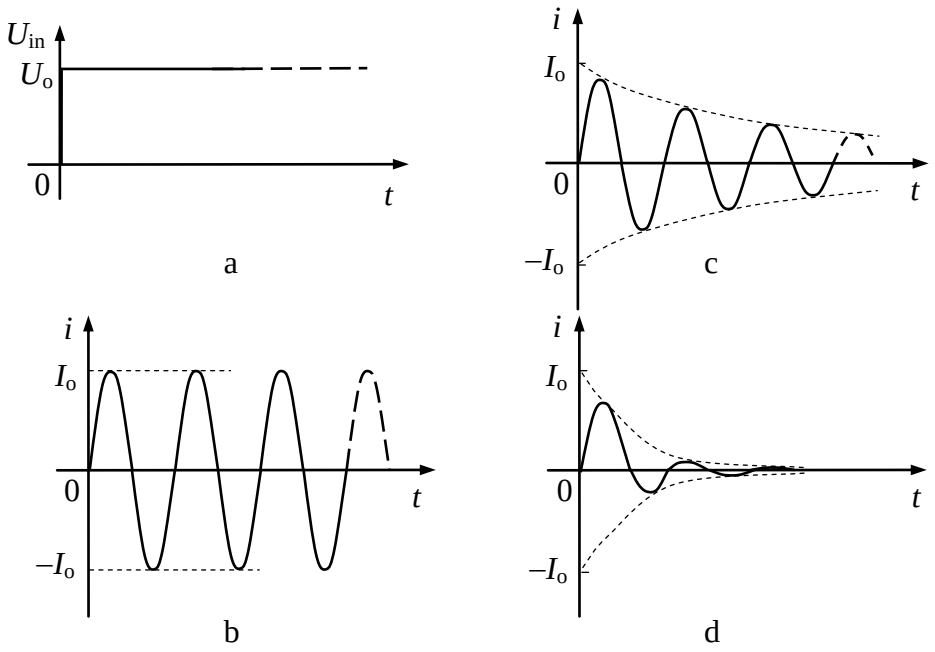
Naudodamiesi žinoma trigonometrine išraiška: $\sin A = ({\rm e}^{{\rm j}\cdot A} - {\rm e}^{-{\rm j}\cdot A})/({\rm j}\cdot 2)$, gautą sprendinį $i\,(t)$ (2.202) perrašome taip:

$$i(t) = (U_{\rm o}/\beta^*\cdot L)\cdot{\rm e}^{-\alpha\cdot t}\cdot\sin(\beta^*\cdot t). \qquad (2.203)$$

Iš čia matome, kad paveikus nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinę vienetiniu įtampos šuoliu $U_{\rm in}\,(t) = U_{\rm o}\cdot 1(t)$, joje yra sužadinama srovė $i\,(t)$, kurios virpesių pavidalas priklauso nuo *slopimo parametro* $\alpha = R/(2\cdot L)$. Iš (2.203) apskaičiuotos reakcijos srovės $i\,(t)$ laikinės diagramos, esant įvairioms α vertėms, yra parodytos 2.59 pav., kai $I_{\rm o} = U_{\rm o}/(\beta^*\cdot L)$.

Iš 2.59 pav. matome, jog nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinę (2.24 pav., a) paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $u_{\rm in}\,(t) = U_{\rm o}\cdot 1(t)$, joje yra sužadinama srovė $i\,(t)$, kurios pavidalas, priklausomai nuo α, yra gęstančios sinusoidės formos, kai $\alpha > 0$ (2.59 pav., c), arba pastovios amplitudės $I_{\rm o} = U_{\rm o}/(\omega_{\rm o}\cdot L)$ negęstantys virpesiai, kai $R = 0$ ($\alpha = 0$) (2.59 pav.. b). Sužadintų virpesių dažnis ω yra lygus *RLC*– kontūro rezonansiniam dažniui $\omega = \omega_{\rm o} = (L\cdot C)^{-1/2}$, o gęstančių virpesių atveju amplitudė $I_{\rm o}\,(t)$ yra laiko t funkcija ir mažėja pagal eksponentinį dėsnį ${\rm e}^{-\alpha\cdot t}$ (2.203). Iš čia kyla koeficiento α (2.199) *fizikinė esmė* – koeficientas $\alpha = R/(2\cdot L)$ yra *RLC*– kontūro *slopinimo koeficientas*, kurį galima išreikšti per kitus, anksčiau aprašytus, *RLC*– kontūro parametrus ρ ir Q (2.81) taip:

$$\alpha = [R/(2\cdot L)]\cdot(C/C)^{1/2} = 1/[2\cdot Q\cdot(L\cdot C)^{1/2}] = \omega_{\rm o}/(2\cdot Q) = \pi\cdot f_{\rm o}/Q. \qquad (2.204)$$

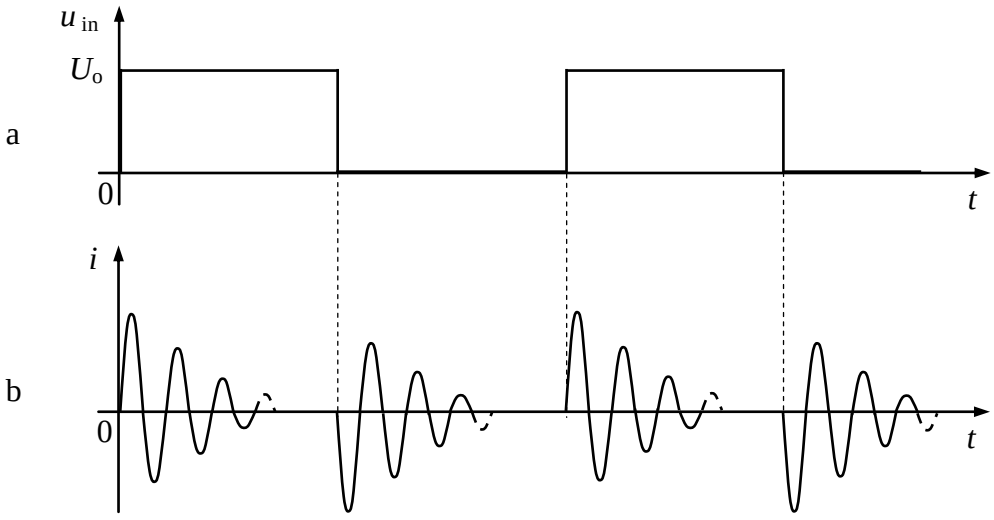


2.59 pav. Reakcijos srovės $i\,(t)$ laikinės diagramos nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinėje, ją paveikus vienetiniu įtampos šuoliu $u_{in}\,(t) = U_o \cdot 1(t)$ (a), kai: $\alpha = 0$ (b); 0,06 (c); 0,5 (d), čia α vertė yra keičiama, keičiant R

Slopinimo koeficientui α atvirkščias dydis $\tau = 1/\alpha$ yra vadinamas *RLC*– kontūro *laiko konstanta*, nes tai lengvai parodoma iš akivaizdžios tapatybės:

$$(U_o \cdot e^{-\alpha \cdot t})\big|_{t=0} / (U_o \cdot e^{-\alpha \cdot t})\big|_{t=\tau} = 1/e^{-\alpha \cdot \tau} = e^{\alpha \cdot \tau} = e. \qquad (2.204a)$$

Kita vertus, iš (2.203) taip pat matome, jog pradiniu laiko momentu $t = 0$ sužadintos reakcijos srovės $i\,(t)$ virpesių pradinė fazė $\varphi_{i\,o} = 0$ – sutampa su poveikio signalo $u_{in}\,(t)$ faze φ_{in}. Šią *RLC*– kontūro savybę labai gerai iliustruoja atvejis, kai poveikio įtampa $u_{in}\,(t)$ yra stačiakampių videoimpulsų seka, pavyzdžiui, *meandras*, dėl kurio poveikio sužadintos reakcijos srovės $i\,(t)$ virpesiai yra parodyti 2.60 pav.



2.60 pav. Reakcijos srovės $i\,(t)$ laikinės diagramos (b) nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinėje, ją paveikus meandru – stačiakampių videoimpulsų $u_{in}\,(t)$ seka (a), kai slopinimo koeficientas $\alpha = 0{,}06$

Iš 2.60 pav. matome, jog *RLC*– kontūras gali būti taikomas radijoimpulsams $i\,(t)$

formavimui iš stačiakampių videoimpulsų $u_{\text{in}}(t)$ sekos. Šiuo atveju radijoimpulsų $i(t)$ sekos gretutinių virpesių pradinės fazės skiriasi kampu π (180^{o}). Akivaizdu, kad radijoimpulsams $i(t)$ generuoti būtina turėti *RLC*– kontūrą, kuriam būdinga aiškiai išreikštos virpamojo kontūro savybės, o tai priklauso nuo *RLC*– kontūro kokybės Q (2.204). Kokybės Q minimali vertė $Q_{\min}$, kuriai esant dar vyksta reakcijos srovės $i(t)$ virpesiai, yra randama iš akivaizdžios nelygybės $T/2 < \tau$, ir iš čia turime:

$$\alpha = 1/\tau = R/(2\cdot L) < 1/(L\cdot C)^{1/2} \;\Rightarrow\; 1/[2\cdot Q_{\min}\cdot(L\cdot C)^{1/2}] < 1/(L\cdot C)^{1/2},$$

iš čia gauname radijoimpulsams formuoti būtiną vertę $Q_{\min} > 1/2 = 0{,}5$.

2 – antruoju atveju, kai $\alpha^2 > \omega_0^2$, turime:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm (\alpha^2 - \omega_0^2)^{1/2}, \tag{2.205}$$

ir tai yra realiosios šaknys, dėl to išraiška (2.201) išlieka nepakitusi.

Naudodamiesi žinoma hiperbolinio sinuso išraiška: $\operatorname{sh} A = (\text{e}^{A} - \text{e}^{-A})/2$, gautą sprendinį $i(t)$ (2.201) perrašome taip:

$$i(t) = [U_{\text{o}}\cdot \text{e}^{-\alpha\cdot t}/(\beta\cdot L)]\cdot \operatorname{sh}(\beta\cdot t), \tag{2.205a}$$

Iš čia matome, jog paveikus nuosekliojo jungimo *RLC*– grandinę vienetiniu įtampos šuoliu $u_{\text{in}}(t) = U_{\text{o}}\cdot 1(t)$, joje yra sužadinama srovė $i(t)$, kurios virpesiai yra *aperiodinio* pavidalo (2.59 pav., d) – gęstantys (slopstantys) virpesiai, kurių amplitudė $I_{\text{o}}(t)$ priklauso nuo laiko t.

3 – trečiuoju atveju, kai $\alpha^2 = \omega_0^2$, turime:

$$p_{1,2} = -\alpha, \tag{2.205b}$$

ir tai yra taip pat realiosios šaknys, dėl to išraiškoje (2.201) vertė $\beta \Rightarrow 0$.

Tačiau reikia pasakyti, jog šis, trečiasis atvejis, nėra stabilus, nes realiose grandinėse bėgant laikui t neišsilaiko tiksli lygybės sąlyga: $\alpha^2 = \omega_0^2$. Todėl lygties (2.201) sprendinys $i(t)$ svyruoja apie pirmuoju bei antruoju atvejais gautus sprendinius atitinkamai (2.203) ir (2.205). Kadangi $\alpha > 0$, tai trečiuoju atveju reakcijos srovės $i(t)$ virpesiai yra *aperiodiniai* (2.59 pav., d) – tokie pat, kaip ir antruoju atveju.

1.1.7. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė laikiniu metodu (pereinamieji procesai)

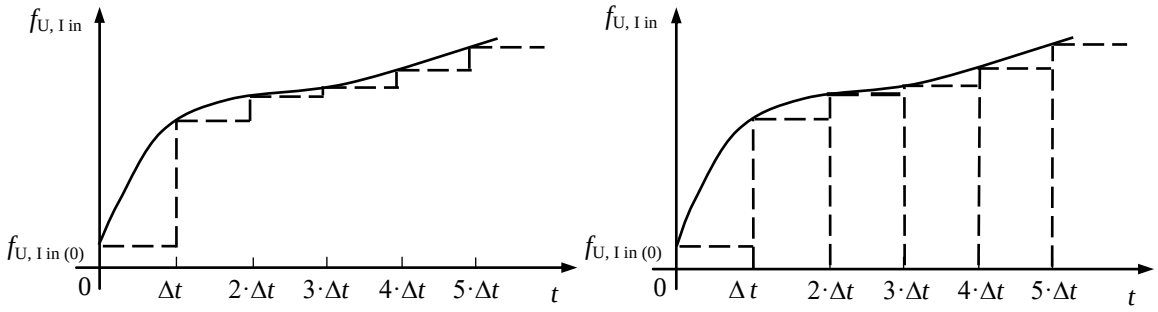
Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė *laikiniu metodu* taip pat remiasi elektrinių signalų $f_{\text{U, I in, iš}}(t)$, *superpozicijos principu*. Todėl analizuojant tiesines grandines laikiniais metodais, įėjime U_{in} poveikio impulsinis videosignalas $f_{\text{U, I in}}(t)$, pavyzdžiui, 2.44 pav., a, yra išskaidomas į stačiakampių impulsų arba vienetinių šuolių $[\, f_{\text{o U, I in}}\cdot 1(t)]_{\,j}$ (įjungimo-išjungimo funkcijos – Hevisaido funkcijos) visumą, čia $f_{\text{o U, I in}}$ – amplitudinės vertės. Paskui yra randama nagrinėjamos radiotechninės grandinės išėjime $U_{\text{iš}}$ reakcija $f_{\text{U, I iš}(\,j)}(t)$ į kiekvieną videoimpulsą arba šuolį $[\, f_{\text{o U, I in}}\cdot 1(t)]_{\,j}$, ir gautų reakcijų sandai $f_{\text{U, I iš}(\,j\,)}(t)$ yra sudedami: $\sum f_{\text{U, I iš}(\,j\,)}(t) = f_{\text{U, I iš}}(t)$. Taigi, šiuo būdu yra gaunama nagrinėjamos radiotechninės grandinės reakcija $f_{\text{U, I iš}}(t)$ į poveikio videoimpulsą $f_{\text{U, I in}}(t)$. Iš čia galima teigti: tiesinių radiotechninių grandinių laikiniame analizės metode įėjime U_{in} poveikio impulsinis videosignalas $f_{\text{U, I in}}(t)$ yra pakeičiamas atitinkamu *dinaminiu matematiniu modeliu*.

Dažniausiai yra taikomi du dinaminiai modeliai:

1 – *šuoliais kintančių laiptelių pavidalo funkcija*, kuri yra parodyta 2.61 pav., a;

2 – *vienas po kito laike einančių stačiakampių impulsų seka*, kuri yra parodyta 2.61 pav., b.

Iš 2.61 pav. matome, jog dinaminio modelio funkcija $f_{\text{U, I in}}(t)$ vienodais laiko intervalais – laiko žingsniais Δt šuoliškai įgyja įėjimo U_{in} poveikio impulsinio videosignalo



2.61 pav. Impulsinio – videosignalo $f_{U,\ I\ in}\,(t)$ pakeitimo dinaminiai modeliai: 1 - šuoliais kintančių laiptelių pavidalo funkcija (a), 2 - vienas po kito laike einančių stačiakampių impulsų seka (b)

momentinę vertę $f_{U,\,I\,in\,(k)}\,(t)$ atitinkamu laiko momentu $t_k = k\cdot\Delta t$, čia $k = 0, 1, 2, 3, ...$

Pirmuoju atveju (2.61 pav., a) poveikio signalas $f_{U,\,I\,in}\,(t)$ gali būti išreikštas, panaudojus įjungimo funkciją $1(t)$, taip:

$$f_{U,\,I\,in}\,(t) \cong f_{U,\,I\,in\,(0)}\cdot 1(t) + (f_{U,\,I\,in\,(1)} - f_{U,\,I\,in\,(0)})\cdot 1(t-\Delta t) + (f_{U,\,I\,in\,(2)} - f_{U,\,I\,in\,(1)})\times$$

$$\times\, 1(t - 2\cdot\Delta t) + ... = f_{U,\,I\,in\,(0)}\cdot 1(t) + \sum_{k\,=\,1}^{\infty} (f_{U,\,I\,in\,(k)} - f_{U,\,I\,in\,(k\,-\,1)})\cdot 1(t - k\cdot\Delta t), \quad (2.206)$$

čia $f_{U,\,I\,in\,(0)}$ – pradinė vertė, kai $t = 0$.

Akivaizdu, kad išraiškos (2.206) aprašymo tikslumas didėja, mažėjant laiko intervalui $\Delta t \Rightarrow 0$. Šiuo atveju diskretųjį kintamąjį $(k\cdot\Delta t)$ galima pakeisti tolydžiuoju kintamuoju $\tau = k\cdot\Delta t$, o labai mažus pokyčius $\Delta f_{U,\ I\ in} = f_{U,\ I\ in\ (k)} - f_{U,\ I\ in\ (k\,-\,1)}$ – jų diferencialais $\mathrm{d}\, f_{U,\ I\ in}$, išreikštais taip:

$$\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in} = (\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in}/\mathrm{d}\,\tau)\cdot\mathrm{d}\,\tau. \quad (2.206a)$$

Pasinaudoję šiais pakeitimais, įtaiso įėjime U_{in} gauname bet kokio poveikio impulsinio videosignalo $f_{U,\ I\ in}\,(t)$ matematinį dinaminį modelį, išreikštą per įjungimo-išjungimo funkciją $1(t)$:

$$f_{U,\,I\,in}\,(t) = f_{U,\,I\,in\,(0)}\cdot 1(t) + \int_0^{\infty} (\mathrm{d}\, f_{U,\,I\,in}/\mathrm{d}\,\tau)\cdot 1(t-\tau)\cdot\mathrm{d}\,\tau. \quad (2.207)$$

Antruoju atveju (2.61 pav., b) video signalas $f_{U,\ I\ in}\,(t)$ gali būti išreikštas panaudojus delta funkciją $\delta(t)$ (2.58 pav.) taip:

$$f_{U,\,I\,in}\,(t) \cong \sum_{k\,=\,-\,\infty}^{\infty} \Pi_{U,\,I\,(k)}\,(t), \quad (2.208)$$

čia $\Pi_{U,\,I\,(k)}\,(t)$ – stačiakampis videoimpulsas laiko momentu $t_k = k\cdot\Delta t$, kuris, analogiškai išraiškai (2.183), yra parašomas tokiu pavidalu:

$$\Pi_{U,\,I\,(k)}\,(t) = f_{U,\,I\,in\,(k)}\cdot[\delta(t - k\cdot\Delta t) - \delta(t - k\cdot\Delta t - \Delta t)] =$$

$$= f_{U,\,I\,in\,(k)}\cdot\{\delta(t - k\cdot\Delta t) - \delta[t - (k+1)\cdot\Delta t)]\}. \quad (2.209)$$

Iš (2.208) ir (2.209) matome, jog sumoje (2.208) nelygus nuliui yra tik tas narys, kurio indeksui k galioja nelygybė: $t_{(k)} < t < t_{(k\,+\,1)}$. Išraiškos (2.209) dešiniąją lygybės pusę padauginame ir padalijame iš Δt ir, įstatę tai į (2.208), gauname:

$$f_{in\ U,\,I}\,(t) \cong \sum_{k\,=\,-\,\infty}^{\infty} f_{in\ U,\,I\,(k)}\cdot\{\{\delta(t - k\cdot\Delta t) - \delta[t - (k+1)\cdot\Delta t)]\}/\Delta t\}\cdot\Delta t,$$

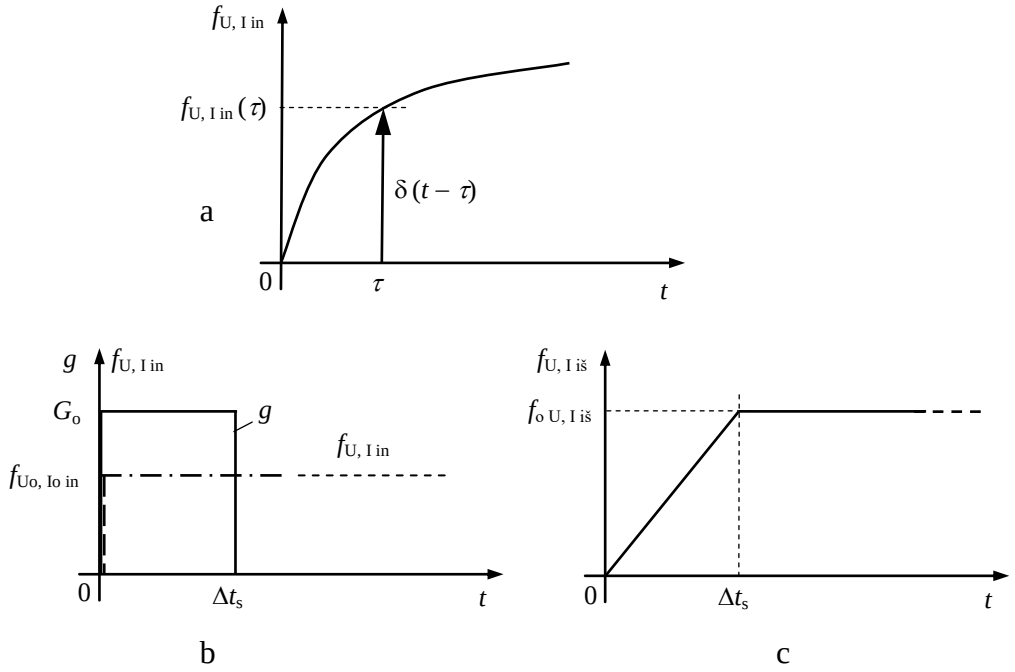
ir iš čia, riboje, kai $\Delta t \Rightarrow 0$, įtaiso įėjime U_{in} randame bet kokio poveikio impulsinio

videosignalo $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ matematinį dinaminį modelį, išreikštą per delta funkciją $\delta(t)$ taip:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\mathrm{in\,U,\,I}}(\tau)\cdot\delta(t-\tau)\cdot \mathrm{d}\tau, \tag{2.210}$$

nes nesunku parodyti, jog $\lim\limits_{\Delta t\to 0}\{\{\delta(t-k\cdot\Delta t)-\delta[t-(k+1)\cdot\Delta t)]\}/\Delta t\} = \delta(t-\tau)$.

Iš (2.210) kyla svarbi delta funkcijos $\delta(t)$ savybė: jeigu tolydinė funkcija $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ yra padauginama iš $\delta(t-\tau)$ ir ši sandauga yra integruojama laike t, tai gautas rezultatas bus lygus funkcijos $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ momentinei vertei $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(\tau)$ laiko koordinatėje $t = \tau$, o tai atitinka delta funkcijos $\delta(t-\tau)$ padėtį laiko t ašies taške τ. Šitai parodyta 2.62 pav. a, ir ši delta funkcijos $\delta(t)$ savybė yra vadinama *delta funkcijos $\delta(t)$ filtravimo savybe*.



2.62 pav. Delta funkcijos $\delta(t)$ filtravimo savybė (a), tiesinės elektroninės sistemos impulsinė funkcija $g(t)$ (b) ir jos reakcija $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ (c), kai impulsinio poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ yra įjungimo funkcija $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t) = f_{\mathrm{Uo,\,Io\,in}}\cdot 1(t)$

Tiesinės radioelektroninės (elektroninės) grandinės (sistemos) reakcija $g(t)$ į poveikį, kai poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ yra deltafunkcija $\delta(t)$, yra vadinama *grandinės impulsine funkcija*. Iš čia galima daryti išvadą, jog tiesinės grandinės impulsinės funkcija $g(t)$ yra tiesiškai susijusi su poveikiu $\delta(t)$ tokio pavidalo išraiška:

$$g(t) = \Theta\cdot\delta(t), \tag{2.211}$$

čia Θ – tiesinis grandinės operatorius.

Akivaizdu, kad tiesinės grandinės atveju, uždelsus poveikio signalą $\delta(t)$ bet kokiu laiku t_{o}, išraiška (2.211) yra parašoma taip:

$$g(t-t_{\mathrm{o}}) = \Theta\cdot\delta(t-t_{\mathrm{o}}), \tag{2.212}$$

ir iš čia matome, jog nagrinėjamos tiesinės radioelektroninės grandinės impulsinė funkcija $g(t)$ taip pat yra uždelsta laiku t_{o}.

Tegul nagrinėjamos tiesinės radioelektroninės grandinės įėjime U_{in} veikia bet koks įėjimo impulsinis videosignalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ (2.61 pav.). Akivaizdu, kad šios grandinės išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ turėsime išėjimo (reakcijos) signalą $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$, kuris yra tiesiškai susijęs su poveikio signalu $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$, ir, analogiškai išraiškai (2.211), galima parašyti taip:

$$f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t) = \Theta\cdot f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t).$$

Iš čia ir (2.210), gauname:

$$f_{\text{U, I iš}}(t) = \Theta \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f_{\text{U, I in}}(\tau) \cdot \delta(t - \tau) \cdot \mathrm{d}\tau. \tag{2.213}$$

Čia reikia pasakyti, jog tiesinis operatorius Θ gali būti perkeltas po integralu, nes veikia elektrinių signalų superpozicijos principas, ir jis turi įtakos tik tiems dydžiams, kurie priklauso nuo realaus laiko t. Todėl išraiška (2.213) yra perrašome taip:

$$f_{\text{U, I iš}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [f_{\text{U, I in}}(\tau)] \cdot [\Theta \cdot \delta(t - \tau)] \cdot \mathrm{d}\tau = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\text{U, I in}}(\tau) \cdot g(t - \tau) \cdot \mathrm{d}\tau, \tag{2.214}$$

čia, išvesdami galutinę išraišką, pasinaudojome (2.212).

Gauta išraiška (2.214) yra vadinama *Diuamelio integralu* ir iš jos kyla *fundamentali tiesinių elektroninių sistemų savybė*:

> *įtaiso išėjime* $U_{\text{iš}}$ *reakcijos signalas* $f_{\text{U, I iš}}(t)$ *yra dviejų funkcijų – įtaiso įėjime* U_{in} *poveikio signalo* $f_{\text{U, I in}}(t)$ *ir tiesinės sistemos impulsinės funkcijos* $g(t)$ *konvoliucija* (*sąsūka*).

Akivaizdu, jog Diuamelio integralas (2.214) gali būti parašytas ir tokiu pavidalu:

$$f_{\text{U, I iš}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{\text{U, I in}}(t - \tau) \cdot g(\tau) \cdot \mathrm{d}\tau. \tag{2.215}$$

Pailiustruosime Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimą tokiu pavyzdžiu: tegu tiesinės sistemos impulsinė funkcija $g(t)$ yra stačiakampis videoimpulsas (2.62 pav., b, parodytas ištisinėmis linijomis), kuris yra išreiškiamas taip:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & \text{kai } t < 0, \\ G_{\text{o}}, & \text{kai } 0 \le t \le \Delta t_{\text{s}}, \\ 0, & \text{kai } t > \Delta t_{\text{s}}, \end{cases} \tag{2.216}$$

čia: G_{o} – videoimpulso $g(t)$ amplitudė; Δt_{s} – videoimpulso $g(t)$ trukmė.

Reikia rasti nagrinėjamos tiesinės elektroninės sistemos išėjme $U_{\text{iš}}$ reakciją (atsaką) $f_{\text{U, I iš}}(t)$, kai įėjime U_{in} poveikio signalas $f_{\text{U, I in}}(t)$ yra įjungimo funkcija $f_{\text{U, I in}}(t) = f_{\text{Uo, Io in}} \cdot 1(t)$ (2.62 pav., b, parodyta brūkšninėmis-taškinėmis linijomis). Čia būtina pasakyti, kad, taikant Diuamelio integralą ((2.214), (2.215)), ieškomas reakcijos $f_{\text{U, I iš}}(t)$ pavidalas priklausys nuo to, kokiame intervale kinta laikas t, palyginti su impulsinės funkcijos $g(t)$ trukme Δt_{s}.

Kai t kinta intervale $0 \le t \le \Delta t_{\text{s}}$, iš (2.214) randame:

$$f_{\text{U, I iš}}(t) = G_{\text{o}} \cdot f_{\text{Uo, Io in}} \cdot \int_{0}^{t} \mathrm{d}\tau = G_{\text{o}} \cdot f_{\text{Uo, Io in}} \cdot t, \tag{2.216a}$$

o kai $t > \Delta t_{\text{s}}$, tai, esant $\tau > \Delta t_{\text{s}}$, impulsinė funkcija $g(t - \tau) = 0$, ir iš (2.214) gauname:

$$f_{\text{U, I iš}}(t) = G_{\text{o}} \cdot f_{\text{Uo, Io in}} \cdot \int_{0}^{\Delta t_s} \mathrm{d}\tau = G_{\text{o}} \cdot f_{\text{Uo, Io in}} \cdot \Delta t_{\text{s}} = f_{\text{Uo, Io iš}}, \tag{2.217}$$

čia $f_{\text{Uo, Io iš}}$ – išėjimo signalo (reakcijos) $f_{\text{U, I iš}}(t)$ amplitudė ir $(G_{\text{o}} \cdot \Delta t_{\text{s}}) = 1$.

Gauta išėjimo signalo (reakcijos) $f_{\text{U, I iš}}(t)$ priklausomybė nuo laiko t ((2.216), (2.217)) parodyta 2.62 pav., c. Čia reikia pasakyti, jog reakcijos signalas $f_{\text{U, I iš}}(t)$ niekada negali būti anksčiau už poveikį – *fundamentalus pasekmės ir priežasties sąryšio laike t dėsnis*. Todėl iš čia kyla labai paprasta išvada – *realių tiesinių elektroninių sistemų impulsinė funkcija* $g(\tau)$ *gali būti tik tokio pavidalo, kai yra tenkinama fundamentali sąlyga*:

$$g(\tau) = 0, \quad \text{kai } t < 0. \tag{2.218}$$

Išnagrinėtas Diuamelio integralo taikymo pavyzdys parodė, jog Diuamelio integralo formulėse ((2.214), (2.214)) viršutinis integralo rėžis gali būti pakeistas realiuoju laiku t:

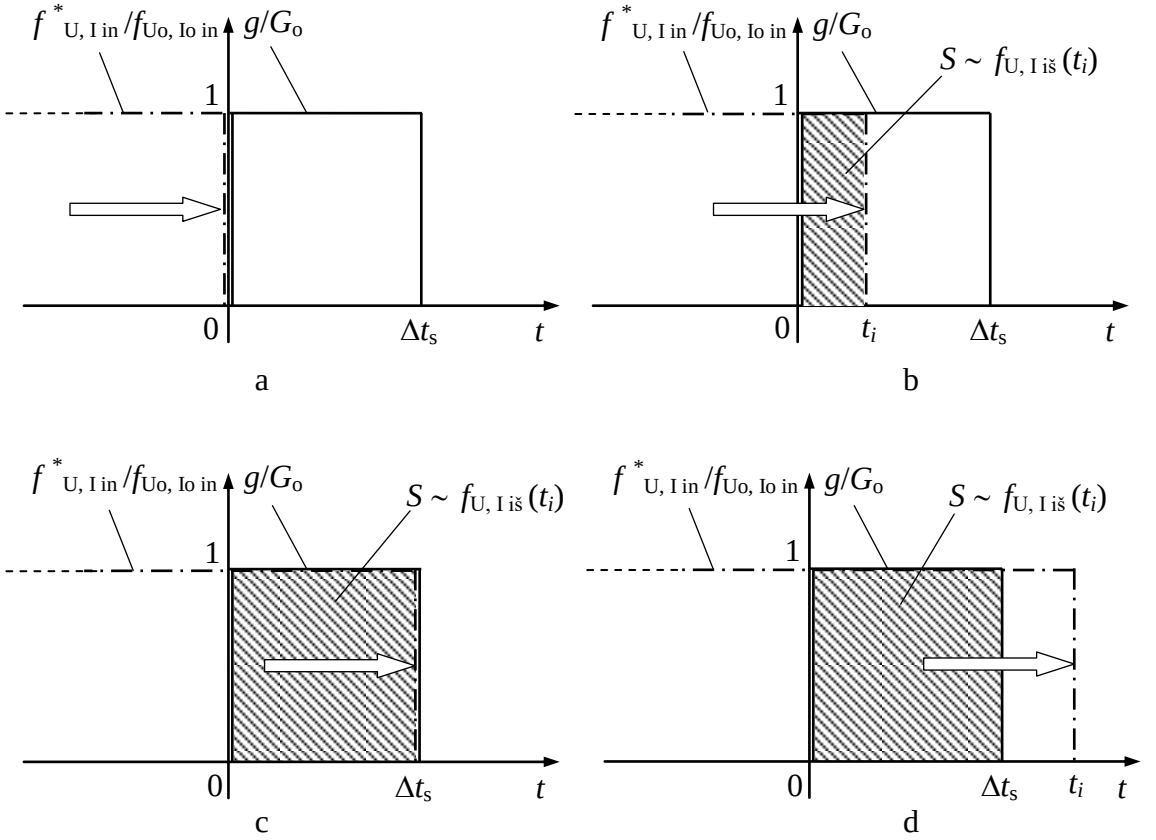
$$f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t) = \int_{-\infty}^{t} f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(\tau)\cdot g(t-\tau)\cdot \mathrm{d}\,\tau, \tag{2.219}$$

ir iš čia kyla *Diuamelio integralo fizikinė esmė* – tiesinė elektroninė sistema, sąveikaudama su poveikio signalu $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$, atlieka šio signalo momentinių verčių „*svorio*“ įvertinimą ir gautas vertes sumuoja praeities laiko intervale $-\infty < \tau < t$. Šiuo atveju „*svarstyklių*“ vaidmenį atlieka sistemos impulsinė funkcija $g(\tau)$. Iš čia darome kitą svarbią išvadą – realių tiesinių elektroninių sistemų impulsinė funkcija $g(\tau)$ gali būti tik tokio pavidalo, kai yra tenkinama ši *fundamentali sąlyga*:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|\cdot \mathrm{d}\,t < \infty. \tag{2.220}$$

Kita vertus, Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimą – *dviejų signalų konvoliuciją* – galima pailiustruoti anksčiau pateiktu atveju ir taip.

Kai, taikant Diuamelio integralo išraišką, sakysime (2.215), įėjime U_{in} poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}$, pavyzdžiui, įjungimo funkcija (2.62 pav., a), yra „*apgręžiama*“ laike $t \to -t$, ir gauta „apgręžta“ veidrodinio atspindžio funkcija $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}$ yra „stumiama“ laiko ašimi t į dešinę – laiko „tėkmės“ kryptimi, tai parodyta 2.62a pav.



2.62a pav. Diuamelio integralo ((2.214), (2.215)) veikimo – *dviejų signalų konvoliucijos* geometrinė iliustracija anksčiau pateiktu atveju (2.62 pav., b, c), taikant Diuamelio integralo išraišką (2.215), kurioje įėjimo U_{in} poveikio signalas $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}$ – įjungimo funkcija (2.62 pav., a) yra „apgręžiama“ laike t, padarant keitimą $t \to -t$, o gauta „apgręžta“ – veidrodinio atspindžio funkcija $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}$ yra „stumiama“ laiko ašimi t į dešinę – laiko „tėkmės“ kryptimi, čia poveikio $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ ir impulsinės $g(\tau)$ funkcijų momentinės vertės pateiktos atitinkamu normuotu masteliu $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}/f_{\mathrm{Uo,\,Io\,in}}$ ir g/G_{o}, o išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ reakcijos $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ momentinė vertė yra proporcinga šių funkcijų susiklojimo „plotui“ S – užtušuoti stačiakampiai

Iš 2.62a pav., a, taip pat matome, jog dėl dviejų signalų $f_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ ir $g(t)$ konvoliucijos juos atitinkančių funkcijų $f^{*}_{\mathrm{U,\,I\,in}}(t)$ ir $g(t)$ susiklojimo „plotas“ S (2.62a pav. tai yra parodyta užtušuotais stačiakampiais) yra proporcingas išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ signalo – atsako (reakcijos) funkcijos $f_{\mathrm{U,\,I\,iš}}(t)$ momentinei vertei (2.62 pav., c).

Tiesinės radioelektroninės (elektroninės) grandinės reakcija $h(t)$ į poveikį, kai įėjime U_{in} poveikio signalas yra įjungimo-išjungimo funkcija $1(t)$, yra vadinama *grandinės pereinamąja funkcija*. Iš čia darome išvadą, jog tiesinės grandinės pereinamoji funkcija $h(t)$ yra tiesiškai susijusi su poveikiu $1(t)$:

$$h(t) = \Theta \cdot 1(t), \tag{2.221}$$

čia Θ – tiesinės radioelektroninės (elektroninės) grandinės operatorius.

Akivaizdu, jog tiesinės grandinės atveju, uždelsus poveikio signalą $1(t)$ bet kokiu laiku t_{o}, išraiška (2.221) yra parašoma taip:

$$h(t - t_{\mathrm{o}}) = \Theta \cdot 1(t - t_{\mathrm{o}}), \tag{2.222}$$

čia grandinės pereinamoji funkcija $h(t)$ taip pat yra uždelsta laiku t_{o}.

Kaip ir impulsinės funkcijos $g(t)$ taikymo atveju (2.218), realių tiesinių elektroninių sistemų pereinamoji funkcija $h(\tau)$ gali būti tik tokio pavidalo, kuris tenkina *fundamentalią sąlygą*:

$$h(\tau) = 0, \quad \text{kai } t < 0. \tag{2.223}$$

Tarp tiesinės sistemos impulsinės funkcijos $g(\tau)$ ir pereinamosios funkcijos $h(\tau)$ yra tiesinis ryšis, kurį lemia žinomas delta funkcijos $\delta(t)$ ir įjungimo funkcijos $1(t)$ sąryšis:

$$\delta(t) = \mathrm{d}\,[1(t)]/\mathrm{d}\,t = 1'(t). \tag{2.224}$$

Iš (2.224) ir (2.211) gauname:

$$g(t) = \Theta \cdot \{\mathrm{d}\,[1(t)]/\mathrm{d}\,t\},$$

čia tiesinės sistemos atveju operatoriai $\mathrm{d}/\mathrm{d}\,t$ ir Θ gali būti sukeisti vietomis, todėl gauname:

$$g(t) = \mathrm{d}\,[\Theta \cdot 1(t)]/\mathrm{d}\,t = \mathrm{d}\,[h(t)]/\mathrm{d}\,t, \tag{2.225}$$

čia, išvesdami galutinę išraišką, pasinaudojome (2.221).

Iš (2.225) randame kitą sąryšio tarp $g(t)$ ir $h(t)$ pavidalą:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{t} g(\tau) \cdot \mathrm{d}\,\tau. \tag{2.226}$$

Naudodamiesi poveikio signalo $f_{\mathrm{in\ U,\ I}}(t)$ matematiniu dinaminiu modeliu (2.207) ir išraiškos (2.214) išvedimo metodika, gauname dar vieną Diuamelio integralo pavidalą:

$$f_{\mathrm{iš\ U,\ I}}(t) = f_{\mathrm{in\ U,\ I}}(0) \cdot h(t) + \int_{0}^{t} [\mathrm{d}\,f_{\mathrm{in\ U,\ I}}(\tau)/\mathrm{d}\,\tau] \cdot h(t - \tau) \cdot \mathrm{d}\,\tau. \tag{2.227}$$

Diuamelio integralo (2.227) veikimą pailiustruosime tokiu pavyzdžiu: tegu diferencijuojamosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) įėjime U_{in} veikia tolygiai didėjanti poveikio įtampa $u_{\mathrm{in}}(t) = U_{\mathrm{o}} \cdot (t/\tau) \cdot 1(t)$, kurią generuoja idealus įtampos šaltinis ($R_{\mathrm{i}} = 0$). Šiuo atveju diferencijuojamosios *RC*– grandinės reakciją $h(t)$ į įjungimo funkciją $1(t)$ nesunkiai randame iš anksčiau gautos išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampos $u_{\mathrm{R}}(t)$ išraiškos (2.31):

$$h(t) = \mathrm{e}^{-t/(R \cdot C)} = \mathrm{e}^{-t/\tau_{RC}}. \tag{2.228}$$

Nagrinėjamu atveju diferencijuojamosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) išėjime $U_{\mathrm{iš}} \to R$ reakcijos įtampą $u_{\mathrm{R}}(t)$ rasime naudodamiesi Diuamelio integralu (2.227) ir (2.228):

$$u_{\mathrm{R}}(t) = u_{\mathrm{in}}(0) \cdot \mathrm{e}^{-t/(R \cdot C)} + \int_{0}^{t} [u'_{\mathrm{in}}(\tau)] \cdot \mathrm{e}^{-(t-\tau)/\tau_{RC}} \cdot \mathrm{d}\,\tau. \tag{2.229}$$

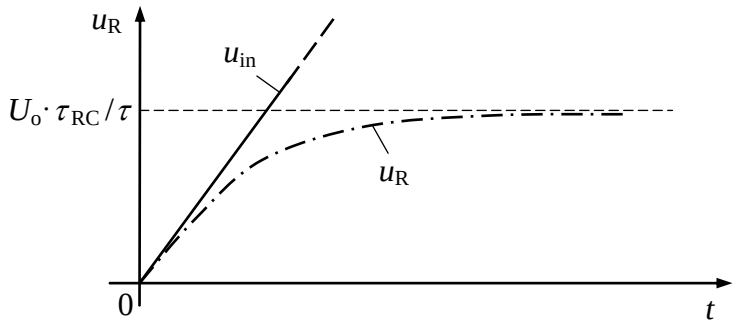
Poveikio $u_{\text{in}}(t)$ vertė $u_{\text{in}}(0) = 0$, ir todėl išvestinė $u'_{\text{in}}(\tau)$ yra:

$$u'_{\text{in}}(\tau) = U_{\text{o}}/\tau,$$

ir iš čia, įstatę šias vertes į (2.229), gauname:

$$u_{\text{R}}(t) = \int_0^t (U_{\text{o}}/\tau)\cdot \text{e}^{-(t-\tau)/\tau_{RC}}\cdot \text{d}\tau = (U_{\text{o}}\cdot \tau_{\text{RC}}/\tau)\cdot(1 - \text{e}^{-t/\tau_{RC}})\cdot 1(t). \qquad (2.230)$$

Reakcijos $u_{\text{R}}(t)$ (2.230) ir poveikio $u_{\text{in}}(t)$ laikinės diagramos parodytos 2.63 pav.



2.63 pav. Diferencijuojamosios *RC*– grandinės (2.7 pav., a) reakcija $u_{\text{R}}(t)$ į tolygiai didėjančią poveikio įtampą $u_{\text{in}}(t) = U_{\text{o}}\cdot(t/\tau)\cdot 1(t)$, kurią generuoja idealus įtampos šaltinis ($R_{\text{i}} = 0$)

Iš 2.63 pav. matome, kad kai $t << \tau_{\text{RC}}$, nagrinėjamos *RC*– grandinės reakcija $u_{\text{R}}(t)$ yra artima poveikiui $u_{\text{in}}(t)\big|_{t << \tau_{\text{RC}}} \cong u_{\text{R}}(t)$. Kai pereinamojo proceso laikas $t > \tau_{\text{RC}}$ ir didėja, išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{R}}(t)$ taip pat didėja ir asimptotiškai artėja prie pastovios vertės $u_{\text{R}}(t)\big|_{t \Rightarrow \infty} \Rightarrow U_{\text{o}}\cdot\tau_{\text{RC}}/\tau$. Iš čia darome išvadą, jog tekančios *RC*– grandine srovės $i(t)$ pavidalas atitinka įtampos $u_{\text{R}}(t)$ kreivę. Pasiekusi maksimalią vertę $I_{\text{o}} = U_{\text{o}}\cdot C/\tau$, toliau srovė $i(t)$ būna pastovi. Todėl akivaizdu, kad integruojamosios *RC*– grandinės atveju (2.7 pav., b) reakcijos įtampa $u_{\text{C}}(t)$ neapibrėžtai didėja. Šį atvejį išnagrinėkite savarankiškai.

1.1.8. Surištieji *RLC*– kontūrai (rezonansiniai reiškiniai)

Radiotechninėse ir elektroninėse grandinėse labai plačiai yra taikomos kelių (dažniausiai iki trijų) tarpusavyje magnetiškai – magnetiniu lauku ***H*** arba elektriškai – elektriniu lauku ***E*** surištų rezonansinių *RLC*– kontūrų sistemos. Keletas jų praktikoje labiausiai paplitusių schemų parodyta 2.64 pav.

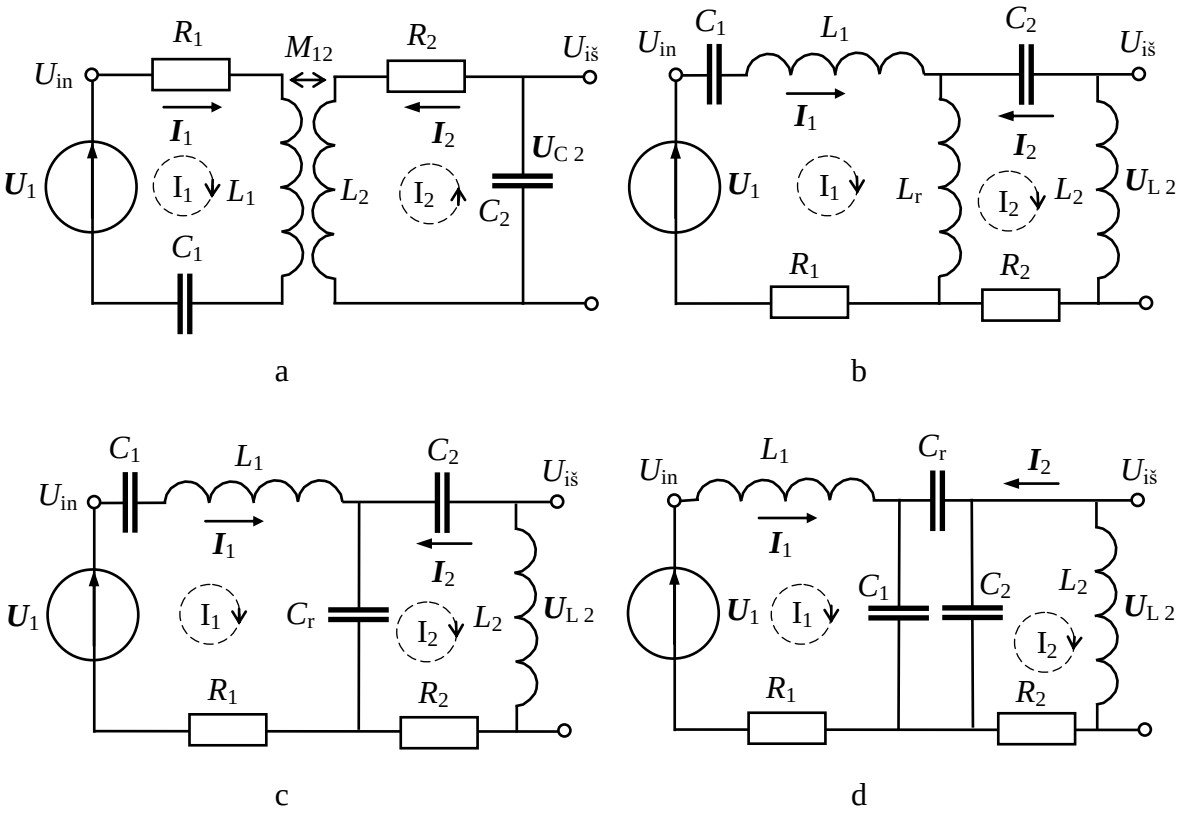
Iš 2.64 pav. matome: visais atvejais surištųjų rezonansinių *RLC*– kontūrų sistemos yra sudarytos iš dviejų (ir daugiau) kontūrų I_i, kurie, savo ruožtu, yra sudaryti iš nuosekliai sujungtų radiotechninių elementų: R_i, L_i ir C_i, čia $i = 1, 2, ...$ Ryšio tarp gretimų kontūrų I_i ir $\text{I}_{(i \pm 1)}$ stipris yra nusakomas *ryšio koeficientu k*. Transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav., a) pirmojo kontūro I_1 – vadinamo *pirminiu*, ryšys su antruoju kontūru I_2 – vadinamu *antriniu*, yra nusakomas tiesioginio ryšio koeficientu $k_{\text{tr }12}$, kuris lemia dalį $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{L1}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{L1}}$, patenkančios iš pirmojo kontūro I_1 į antrąjį kontūrą I_2, kai įėjime U_{in} žadinančios poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ sukelta srovė $\boldsymbol{I}_1$ pirmojo kontūro I_1 indukcinėje ritelėje L_1 žadina įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{L1}}$:

$$\boldsymbol{U}_{\text{L1}} = \boldsymbol{I}_1\cdot(\text{j}\cdot\omega\cdot L_1), \qquad (2.231)$$

Įtampa $\boldsymbol{U}_{12}$, atsirandanti antrajame kontūre I_2 ir žadinanti jame srovę $\boldsymbol{I}_2$, yra parašoma taip:

$$\boldsymbol{U}_{12} = \boldsymbol{I}_1\cdot(\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12}), \qquad (2.231a)$$

čia M_{12} – abipusis ryšio tarp indukcinių ritelių L_1 ir L_2 induktyvumas.



2.64 pav. Radiotechninėse ir elektroninėse grandinėse plačiausiai taikomos tarpusavyje magnetiškai - ***H***, arba elektriškai – ***E*** surištų rezonansinių *RLC*– kontūrų sistemos: a – transformatorinio ryšio $k_{\text{tr }21}$ su abipusiu induktyvumu M_{12}; b – autotransformatorinio ryšio k_{atr} su induktyvumu L_{r}; c – vidinės ryšio $k_{\text{vid C}}$ talpos su talpa C_{r}; d – išorinės ryšio $k_{\text{išo C}}$ talpos su talpa C_{r}

Iš (2.231a) matome, jog dydis ($\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12}$) yra indukcinių ritelių $L_{1,\,2}$ tarpusavio ryšio varža.

Taigi, ryšio koeficientas $k_{\text{tr }12}$ yra išreiškiamas tokia lygtimi:

$$k_{\text{tr }12} = \boldsymbol{U}_{12}/\boldsymbol{U}_{\text{L1}} = \boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12}/(\boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot L_{\,1}) = M_{12}/L_1. \qquad (2.231\text{b})$$

Analogiškai ryšio koeficientas $k_{\text{tr }21}$, parodantis, kokia įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{L2}}$ dalis $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{L2}}$ iš antrojo kontūro I_2 patenka į pirmąjį kontūrą I_1, yra išreiškiamas taip:

$$k_{\text{tr }21} = \boldsymbol{U}_{21}/\boldsymbol{U}_{\text{L }2} = \boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12}/(\boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot L_2) = M_{12}/L_2. \qquad (2.232)$$

Akivaizdu, kad *apibendrintas ryšio koeficientas* k_{tr} tarp abiejų transformatoriniu būdu surištų *RLC*– kontūrų yra vidutinė geometrinė koeficientų $k_{\text{tr }12}$ ir $k_{\text{tr }21}$ vertė:

$$k_{\text{tr}} = (k_{\text{tr }12}\cdot k_{\text{tr }21})^{1/2} = M_{12}/(L_1\cdot L_2)^{1/2}. \qquad (2.233)$$

Formulę (2.233) galima apibendrinti ir kitoms 2.64 pav. parodytoms sistemoms. Tam tereikia išraiškos (2.233) skaitiklį ir vardiklį padauginti iš poveikio signalo $\boldsymbol{U}_1$ dažnio ω:

$$k = \omega\cdot M_{12}/(\omega\cdot L_1\cdot\omega\cdot L_2)^{1/2} = Z_{\text{r}}/(Z_1\cdot Z_2)^{1/2}, \qquad (2.234)$$

čia: Z_{r} – ryšio elemento reaktyviosios varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{r}}$ modulis; Z_i – atitinkamo *RLC*– kontūro I_i suminės reaktyviosios varžos $\boldsymbol{Z}_i$ modulis, kuris yra toko pat reaktyvaus pobūdžio, kaip ir Z_{r}.

Taigi, autotransformatorinio ryšio atveju (2.64 pav., b) turime:

$$Z_{\text{r}} = \omega\cdot L_{\text{r}}, \qquad Z_1 = \omega\cdot(L_1 + L_{\text{r}}), \qquad Z_2 = \omega\cdot(L_2 + L_{\text{r}}), \qquad (2.234\text{a})$$

ir iš čia bei (2.234) randame:

$$k_{\text{atr}} = L_{\text{r}}/[(L_1 + L_{\text{r}})\cdot(L_2 + L_{\text{r}})]^{1/2}. \tag{2.235}$$

Vidinės ryšio talpos atveju (2.64 pav., c) turime:

$$Z_{\text{r}} = 1/(\omega\cdot C_{\text{r}}), \quad Z_1 = 1/(\omega\cdot C^*_1), \quad Z_2 = 1/(\omega\cdot C^*_2), \tag{2.235a}$$

čia:

$$C^*_1 = C_1\cdot C_{\text{r}}/(C_1 + C_{\text{r}}) \quad \text{ir} \quad C^*_2 = C_2\cdot C_{\text{r}}/(C_2 + C_{\text{r}}), \tag{2.235b}$$

ir tai yra atitinkamai pirminio – I_1 ir antrinio – I_2 kontūrų suminės talpos.

Iš (2.235b) ir (2.234) randame:

$$k_{\text{vid C}} = (C^*_1\cdot C^*_2)^{1/2}/C_{\text{r}} = \{C_1\cdot C_2/[(C_1 + C_{\text{r}})\cdot(C_2 + C_{\text{r}})]\}^{1/2}. \tag{2.236}$$

Išorinio ryšio su talpa atveju (2.64 pav., d) ryšio kondensatorius C_{r} tarp pirminio – I_1 ir antrinio – I_2 kontūrų yra įjungtas nuosekliai. Todėl šiuo atveju ryšio koeficientas $k_{\text{išo C}}$ tarp abiejų surištųjų *RLC*–kontūrų yra proporcingas ryšio elemento laidžiui $\boldsymbol{G}_{\text{r}} = 1/\boldsymbol{Z}_{\text{r}}$ ir yra parašomas taip:

$$k_{\text{išo C}} = G_{\text{r}}/(G_1\cdot G_2)^{1/2},$$

ir į čia įstatę vertes:

$$G_{\text{r}} = \omega\cdot C_{\text{r}}, \qquad G_1 = \omega\cdot(C_1 + C_{\text{r}}) \quad \text{ir} \quad G_2 = \omega\cdot(C_2 + C_{\text{r}}),$$

gauname:

$$k_{\text{išo C}} = C_{\text{r}}/[(C_1 + C_{\text{r}})\cdot(C_2 + C_{\text{r}})]^{1/2} \cong C_{\text{r}}/(C_1\cdot C_2)^{1/2}, \tag{2.237}$$

čia apytikslė išraiška yra parašyta, esant sąlygai: $C_{\text{r}} << C_{1,\,2}$, nes dažniausiai taip ir yra.

Išnagrinėsime surištųjų *RLC*– kontūrų sroves $\boldsymbol{I}_1$ ir $\boldsymbol{I}_2$ atitinkamai pirminiame – I_1 ir antriniame – I_2 kontūruose transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav., a), kai įėjime U_{in} poveikio signalas $\boldsymbol{U}_1$ yra harmoninė įtampa $\boldsymbol{U}_1 = U_{\text{o}}\cdot \sin(\omega\cdot t)$. Šiuo atveju pirminiame kontūre I_1 atsiradusi srovė $\boldsymbol{I}_1$ indukcijos būdu sužadina srovę $\boldsymbol{I}_2$ antriniame kontūre I_2, kuri, savo ruožtu, dėl indukcijos veikia pirminį kontūrą I_1, kartu srovę $\boldsymbol{I}_1$, ir t. t. Akivaizdu, kad šios sąveikos stiprumas priklauso nuo ryšio koeficiento k_{tr} (2.233) vertės. Iš čia darome išvadą, jog surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įėjimo U_{in} varža $\boldsymbol{Z}_{\text{in}}$ – šaltinio $\boldsymbol{U}_1$ gnybtų įjungimo mazguose, priklauso nuo pirminio – I_1 ir antrinio – I_2 kontūrų parametrų, ir kartu nuo k_{tr} vertės. Šią priklausomybę surasime taikydami abiems kontūrams antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11):

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{I}_1\cdot R_1 + \boldsymbol{I}_1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_1) + \boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot L_1 = \boldsymbol{U}_1 - \boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12},\\ &\boldsymbol{I}_2\cdot R_2 + \boldsymbol{I}_2/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_2) + \boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot L_2 = -\boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12},\end{aligned}\right\} \tag{2.237a}$$

čia ženklai – reiškia kito kontūro slopinančią įtaką – *Lenco taisyklė*, ir iš čia, įrašę reaktyviosios varžos $\boldsymbol{X}_i$ modulio X_i išraišką:

$$X_i = \omega\cdot L_i - 1/(\omega\cdot C_i), \tag{2.237b}$$

gauname:

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{I}_1\cdot R_1 + \boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot X_1 + \boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12} = \boldsymbol{U}_1,\\ &\boldsymbol{I}_2\cdot R_2 + \boldsymbol{I}_2\cdot\text{j}\cdot X_2 + \boldsymbol{I}_1\cdot\text{j}\cdot\omega\cdot M_{12} = 0.\end{aligned}\right\} \tag{2.238}$$

Iš (2.238) randame:

$$\boldsymbol{I}_1\cdot[R_1 + n^2\cdot R_2 + \text{j}\cdot(X_1 - n^2\cdot X_2)] = \boldsymbol{U}_1, \tag{2.239}$$

čia

$$n = \omega\cdot M_{12}/(R_2^2 + X_2^2)^{1/2}, \tag{2.239a}$$

ir n yra vadinamas *transformacijos koeficientu*.

Iš (2.239) gauname surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įėjimo U_{in} varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{in}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{Z}_{\text{in}} = \boldsymbol{U}_1/\boldsymbol{I}_1 = R_1 + n^2\cdot R_2 + \text{j}\cdot(X_1 - n^2\cdot X_2) =$$

$$= R_1 + R_{\text{in }21} + \text{j}\cdot(X_1 + X_{\text{in }21}) = R_{11} + \text{j}\cdot X_{11}, \qquad (2.240)$$

čia

$$R_{\text{in }21} = n^2\cdot R_2 \quad \text{ir} \quad X_{\text{in }21} = -n^2\cdot X_2 \qquad (2.240a)$$

ir $R_{\text{in }21}$ bei $X_{\text{in }21}$ yra antrinio kontūro I_2 *įneštinės varžos* $\boldsymbol{Z}_{\text{in }21}$ į pirminį kontūrą I_1 atitinkamai realioji ir menamoji dalys, nes $\boldsymbol{Z}_{\text{in }21} = R_{\text{in }21} + \text{j}\cdot X_{\text{in }21}$, ir :

$$R_{11} = R_1 + R_{\text{in }21} \quad \text{ir} \quad X_{11} = X_1 + X_{\text{in }21}, \qquad (2.240b)$$

yra įėjimo U_{in} varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{in}}$ atitinkamai realioji ir menamoji dalys, nes $\boldsymbol{Z}_{\text{in}} = R_{11} + \text{j}\cdot X_{11}$.

Iš gautos išraiškos (2.240) matome, jog surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įėjimo U_{in} varža $\boldsymbol{Z}_{\text{in}}$ priklauso nuo pirminio – I_1 ir antrinio – I_2 kontūrų parametrų, ir kartu nuo koeficiento n vertės, kuri savo ruožtu yra k_{tr} (2.233) funkcija:

$$n = \omega\cdot k_{\text{tr}}\cdot[L_1\cdot L_2/(R_2^2 + X_2^2)]^{1/2}. \qquad (2.240c)$$

Anksčiau parodėme, kad rezonanso metu *RLC*– elektroninės grandinės kompleksinės varžos $\boldsymbol{Z} = R + \text{j}\cdot X$ menamoji dalis $X = 0$, nes $\varphi = 0$. Todėl, remdamiesi šią savybe, iš (2.240) surasime surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos rezonansinį dažnį ω_{rez} iš šios tapatybės:

$$X_{11} = X_1 + X_{\text{in }21} = X_1 - n^2\cdot X_2 = X_1 - \omega_{\text{rez}}^2\cdot M_{12}^2\cdot X_2/(R_2^2 + X_2^2) = 0,$$

čia, kad būtų paprasčiau, tariame, jog: $R_1 = R_2 = 0$, $L_1 = L_2 = L$ ir $C_1 = C_2 = C$, ir iš čia gauname:

$$X^2 = \omega_{\text{rez}}^2\cdot M_{12}^2 \implies \omega_{\text{rez}}\cdot L - 1/(\omega_{\text{rez}}\cdot C) = \pm\,\omega_{\text{rez}}\cdot M_{12},$$

o iš čia, padauginę abi paskutinės lygybės puses iš $(\omega_{\text{rez}}\cdot C)$ ir atsižvelgdami į akivaizdų faktą, jog $\omega_{\text{rez}} > 0$, randame:

$$\omega_{\text{rez }1,\,2} = (L\cdot C \pm M\cdot C)^{-1/2} = [L\cdot C\cdot(1 \pm M_{12}/L)]^{-1/2} = \omega_{\text{o}}/(1 \pm k_{\text{tr}})^{1/2}, \qquad (2.241)$$

čia $\omega_{\text{o}} = (L\cdot C)^{-1/2}$ – abiejų nesurištų – atskirai paimtų vienodų *RLC*– kontūrų rezonansinis dažnis – *Tomsono formulė*.

Iš gautos rezonansinio dažnio ω_{rez} išraiškos (2.241) kyla *fundamentali* vienodų surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos *savybė*, kuri pasireiškia tuo, kad <u>*turime du skirtingus rezonansinius dažnius*</u>: $\omega_{\text{rez }1} < \omega_{\text{o}}$ ir $\omega_{\text{rez }2} > \omega_{\text{o}}$, ir šios nelygybės stiprėja, didėjant ryšio koeficiento k (2.234) vertei. Kai $k \Rightarrow 0$, rezonansiniai dažniai $\omega_{\text{rez }1} \Leftrightarrow \omega_{\text{rez }2} \Rightarrow \omega_{\text{o}}$, t. y. turime vieną sistemos dažnį ω_{o}, kaip ir atskiro *RLC*– kontūro. Ši surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos savybė vaizdžiai matyti iš įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ dažninės charakteristikos $K_{\text{u}}(\omega)$, kuri transformatorinio ryšio atveju (2.64 pav., a) yra išreiškiama taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u tr}} = \boldsymbol{U}_{\text{C2}}/\boldsymbol{U}_1 = \boldsymbol{I}_2/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_2\cdot\boldsymbol{U}_1). \qquad (2.242)$$

Į (2.242) įstatę srovės $\boldsymbol{I}_2$ išraišką iš (2.238), gauname:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u tr}} = -M_{12}/\{C_2\cdot[(R_1 + \text{j}\cdot X_1)\cdot(R_2 + \text{j}\cdot X_2) + \omega^2\cdot M^2]\}, \qquad (2.242a)$$

ir iš čia, tarę, kad $R_1 = R_2 = 0$ ir $X_1 = X_2 = X$, gauname:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u tr}} = |M_{12}/\{C\cdot(X^2 - \omega^2\cdot M^2)\}| \equiv K_{\text{u tr}}(\omega), \qquad (2.243)$$

čia

$$X = \omega\cdot L - 1/(\omega\cdot C). \qquad (2.243a)$$

Iš (2.243) matome, jog $\boldsymbol{K}_{\text{u tr}} = K_{\text{u tr}}(\omega)$ – realusis dydis ir jo modulis įgyja maksimalią vertę $K_{\text{u max}}$, kai turime tapatybę $X^2 - \omega^2\cdot M_{12}^2 = 0$, o tai yra jau anksčiau išnagrinėta sąlyga, kuriai esant susidaro du rezonansiniai dažniai $\omega_{\text{rez }1,\,2}$ (2.241). Kai $R_1 = R_2 = R > 0$, tai iš

(2.242) nesunkiai randame $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,tr}}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ modulio $K_{\mathrm{u\,tr}}(\omega)$ dažninę charakteristiką:

$$K_{\mathrm{u\,tr}}(\omega) = M_{12}/\{C\cdot[(R^2 - X^2 + \omega^2\cdot M_{12}{}^2)^2 + 4\cdot R^2\cdot X^2)]^{1/2}\} =$$

$$= [k_{\mathrm{tr}}\cdot(\omega/\omega_{\mathrm{o}})^2]/\{\{[\omega/(Q\cdot\omega_{\mathrm{o}})]^2 - (\omega^2/\omega_{\mathrm{o}}{}^2 - 1)^2 + k_{\mathrm{tr}}{}^2\cdot(\omega/\omega_{\mathrm{o}})^4\}^2 +$$

$$+ \{[(2\cdot\omega)/(Q\cdot\omega_{\mathrm{o}})]\cdot(\omega^2/\omega_{\mathrm{o}}{}^2 - 1)\}^2\}^{1/2}, \qquad (2.244)$$

ir fazinę charakteristiką $\varphi_{\mathrm{u\,tr}}(\omega)$:

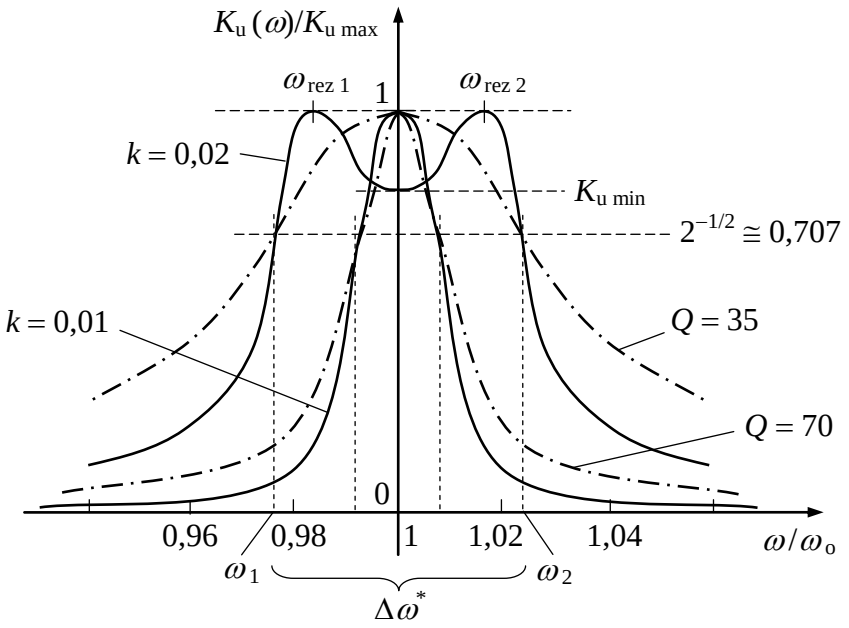
$$\varphi_{\mathrm{u\,tr}}(\omega) = \mathrm{arctg}\,[(2\cdot R\cdot X)/(X^2 - R^2 - \omega^2\cdot M_{12}{}^2)] =$$

$$= \mathrm{arctg}\,\{\{[(2\cdot\omega)/(Q\cdot\omega_{\mathrm{o}})]\cdot(\omega^2/\omega_{\mathrm{o}}{}^2 - 1)\}/$$

$$/\{(\omega^2/\omega_{\mathrm{o}}{}^2 - 1)^2 - [\omega/(Q\cdot\omega_{\mathrm{o}})]^2 - k_{\mathrm{tr}}{}^2\cdot(\omega/\omega_{\mathrm{o}})^4\}\}, \qquad (2.245)$$

čia galutinius išraiškų pavidalus gavome pasinaudoję (2.79), (2.81) ir (2.233).

Tipinės realių surištųjų *RLC*– kontūrų sistemų normuotos dažninės priklausomybės $K_{\mathrm{u}}(\omega)/K_{\mathrm{u\,max}}$, apskaičiuotos iš (2.244), esant $Q = 100$ ir įvairioms k_{tr} vertėms, yra parodytos 2.65 pav. ištisinėmis kreivėmis, ten taip pat palyginimui pateiktos vieno *RLC*– kontūro normuotos dažninės charakteristikos esant įvairiems Q, parodytos brūkšninėmis-taškinėmis kreivėmis.



2.65 pav. Tipinės realių surištųjų *RLC*– kontūrų sistemų įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\ tr}}$ normuotos dažninės priklausomybės $K_{\mathrm{u}}(\omega)/K_{\mathrm{u\,max}}$, kai $Q = 100$ ir esant įvairioms k vertėms – ištisinės kreivės, ir vieno *RLC*– kontūro normuotos dažninės charakteristikos esant įvairiems Q – brūkšninės-taškinės kreivės, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\mathrm{o}}$

Iš 2.65 pav. pateiktų dažninių charakteristikų $K_{\mathrm{u}}(\omega)$ matome *esminį* surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos *skirtumą* nuo atskiro rezonansinio *RLC*– kontūro, o būtent, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos pasižymi platesniu praleidžiamų arba nepraleidžiamų – užtvarinių dažnių juostos pločiu $\Delta\omega^*$. Kita vertus, šiame dažnių juostos plotyje $\Delta\omega^*$ surištųjų *RLC*– kontūrų sistemų išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ vidutinė amplitudė $\overline{U}_{\mathrm{o\ iš}}$ yra didesnė – artimesnė maksimaliai vertei ($U_{\mathrm{o\ in}}\cdot K_{\mathrm{u\ max}}$), o už šios juostos ribų signalas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ mažėja kur kas sparčiau jo dažniui tolstant nuo rezonanso. Dėl šių ypatybių surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos labai plačiai taikomos elektronikoje bei radioelektronikoje.

Anksčiau parodėme, kad atskiro rezonansinio *RLC*– kontūro $\Delta\omega = \omega_{\text{o}}/Q$ – nuosekliojo jungimo atveju, arba ω_{o}/Q^* – lygiagrečiojo jungimo atveju. Surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos $\Delta\omega^*$ surasime iš įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažninės charakteristikos $K_{\text{u}}(\omega)$ (2.244) ir 2.65 pav. parodytos apibrėžties: $\Delta\omega^* = \omega_2 - \omega_1$, čia dažniai ω_1 ir ω_2 yra apskaičiuojami iš tapatybės:

$$K_{\text{u}}(\omega_{1,2})/K_{\text{u max}} = 2^{-1/2}. \qquad (2.246)$$

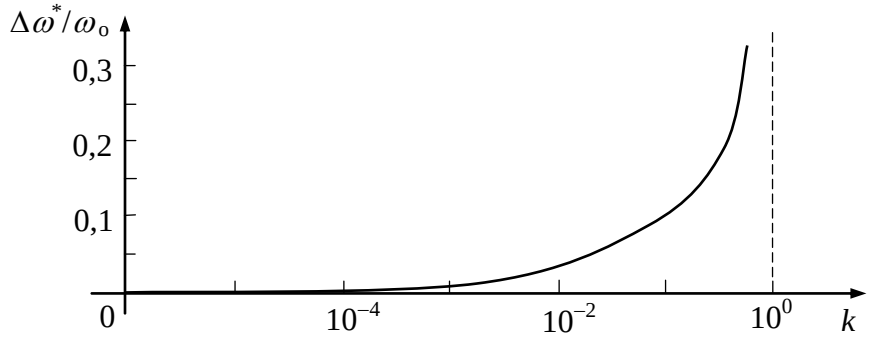
Į (2.246) įstačius atitinkamas $K_{\text{u}}(\omega)$ vertes iš (2.244) ieškomų dažnių $\omega_{1,2}$ atžvilgiu, yra gaunama ketvirto laipsnio algebrinė lygtis, kuri dėl jos griozdiškumo čia nepateikiama. Kita vertus, iš matematikos kurso žinome, jog ketvirto laipsnio lygtis dar turi analizinį sprendinį, tačiau iš (2.246) ir (2.244) gaunama lygtis yra pernelyg sudėtinga ir jos realaus bei teigiamo sprendinio radimas reikalauja sudėtingų ir griozdiškų skaičiavimų. Todėl ieškosime apytikslio sprendinio ir to siekdami, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos $\Delta\omega^*$ parašysime taip:

$$\Delta\omega^* \cong \omega_{\text{rez 2}} - \omega_{\text{rez 1}},$$

į čia įstatę atitinkamų dažnių $\omega_{\text{rez 1, 2}}$ išraiškas iš (2.241), randame:

$$\Delta\omega^* \cong \omega_{\text{o}}/(1 - k_{\text{tr}})^{1/2} - \omega_{\text{o}}/(1 + k_{\text{tr}})^{1/2} = \omega_{\text{o}}\cdot[(1 - k_{\text{tr}})^{-1/2} - (1 + k_{\text{tr}})^{-1/2}]. \qquad (2.247)$$

Gauta apytikslė $\Delta\omega^*$ išraiška (2.247) tinka visoms 2.64 pav. parodytoms surištųjų *RLC*– kontūrų sistemoms ir todėl iš (2.247) apskaičiuota $\Delta\omega^*$ priklausomybė nuo k yra parodyta 2.66 pav.



2.66 pav. Surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos praleidžiamų arba nepraleidžiamų – užtvarinių dažnių juostos pločio $\Delta\omega^*$ priklausomybė nuo ryšio koeficiento k

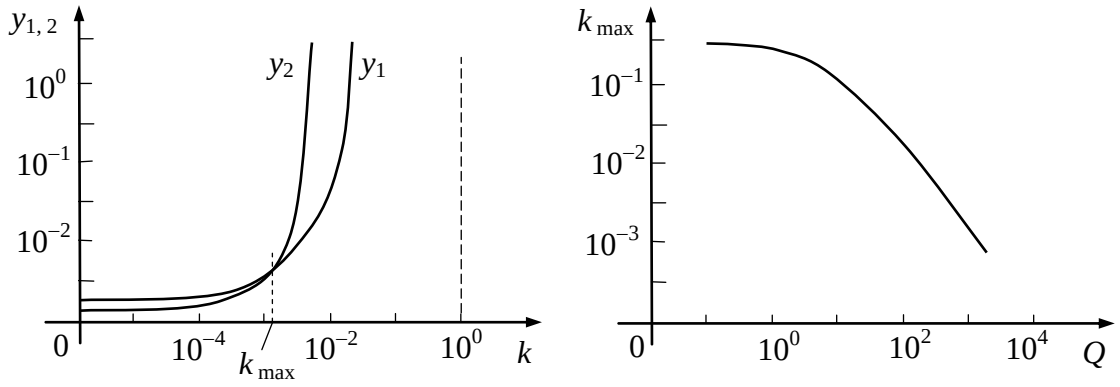
Iš 2.66 pav. matome: kai koeficientas $k \Rightarrow 0$, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos praleidžiamų arba nepraleidžiamų – užtvariniu dažnių juostos plotis $\Delta\omega^* \Rightarrow 0$, t.y. sutampa su atskiro *RLC*– kontūro $\Delta\omega$, kai šio kontūro kokybė $Q \Rightarrow \infty$. Kai $k \Rightarrow 1$, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos $\Delta\omega^* > 0$ ir neapibrėžtai didėja: $\Delta\omega^* \Rightarrow \infty$. Taip yra todėl, kad šiuo atveju rezonansinis dažnis $\omega_{\text{rez 2}} \Rightarrow \infty$ (2.241). Taigi, iš čia matome, kad, esant vienodoms sąlygoms, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos $\Delta\omega^*$ visada yra didesnė už atskiro rezonansinio *RLC*– kontūro $\Delta\omega$, kai $k > 0$. Kita vertus, būtina pasakyti ir tai, jog didėjant ryšio koeficientui k, surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažninėje priklausomybėje $K_{\text{u}}(\omega) = U_{\text{o iš}}/U_{\text{o in}}$ (2.65 pav.) atsiranda du maksimumai: $K_{\text{u max 1}}(\omega_{\text{rez 1}})$ ir $K_{\text{u max 2}}(\omega_{\text{rez 2}})$, kai turime dviejų surištųjų kontūrų sistemą, ir tarp jų įduba, kurios minimumo $K_{\text{u min}}$ vieta atitinka dažnį $\omega = \omega_{\text{o}}$ – atskiro *RLC*– kontūro atveju. Šiuo atveju turime vadinamąją balno pavidalo priklausomybę $K_{\text{u}}(\omega)$ (2.65 pav.). Todėl realiose surištųjų *RLC*– kontūrų sistemose ryšio koeficiento k vertė neturi viršyti didžiausios leistinos vertės k_{max}, kad „balno“ įdubos minimume būtų tenkinama ši nelygybės sąlyga:

$$K_{\text{u min}}(\omega_{\text{o}})/K_{\text{u max}}(\omega_{\text{rez 1, 2}}) \geq 2^{-1/2},$$

ir į čia įstatę atitinkamas išraiškų vertes iš (2.244) ir dažnį $\omega_{\text{rez}\,1}$, ieškomo didžio $k_{\max}$ ertės atžvilgiu, gauname nelygybę:

$$\underbrace{2\cdot[1/Q + (4\cdot k^2{}_{\max})/(1 + k_{\max})]}_{y_1(k_{\max})} \geq \underbrace{[(1 + k_{\max})\cdot(1 + Q^2\cdot k^2{}_{\max})]^2/Q^2.}_{y_2(k_{\max})} \quad (2.248)$$

Iš (2.248) gauti didžiausią leistiną k vertės $k_{\max}$ analizinę išraišką yra pernelyg sudėtinga. Todėl nelygybę (2.248) patogiausia spręsti kompiuteriniais skaitmeniniais metodais arba *grafinės analizės būdu*, kai kairioji ir dešinioji nelygybės (2.248) pusės yra prilyginamos atitinkamoms funkcijoms: $y_1(k_{\max})$ ir $y_2(k_{\max})$, kurių grafikų susikirtimo vieta ir parodo $k_{\max}$ apytikslę vertę, tai matyti iš 2.67 pav., a.



a b

2.67 pav. Surištųjų *RLC*– kontūrų sistemose ryšio koeficiento k didžiausios leistinos vertės $k_{\max}$ nustatymas *grafinės analizės būdu* (a) ir $k_{\max}$ priklausomybė nuo *RLC*– kontūrų kokybės Q (b)

Iš (2.248) matome, kad $k_{\max}$ stipriai priklauso nuo *RLC*– kontūrų kokybės Q. Ši priklausomybė, apskaičiuota iš (2.248), parodyta 2.67 pav., b.

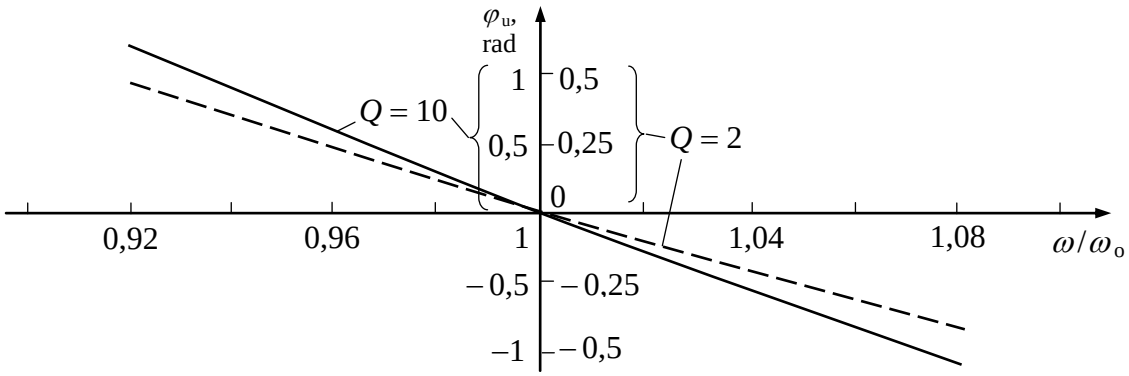
Iš 2.67 pav., b, matome, jog $k_{\max}$ vertė sparčiai mažėja, didėjant surištųjų *RLC*– kontūrų sistemą sudarančių kontūrų kokybei Q. Čia reikia pasakyti, kad ryšio koeficiento k didžiausią leistiną vertę $k_{\max}$ yra patogiausia nustatyti eksperimentiškai, stebint specialaus prietaiso – charakteriografo ekrane surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažninę charakteristiką $K_{\text{u}}(\omega)$. Be skaičiavimų pateiksime gerai žinomą teorinį faktą – surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos didžiausias praleidžiamų arba nepraleidžiamų – užtvarinių dažnių juostos plotis $\Delta\omega^*_{\max}$, kai $k = k_{\max}$, yra išreiškiamas taip:

$$\Delta\omega^*_{\max} = 3{,}1\cdot\omega_{\text{o}}/Q, \quad (2.248\text{a})$$

t. y. ne mažiau kaip tris kartus didesnis už atskiro rezonansinio *RLC*– kontūro $\Delta\omega = \omega_{\text{o}}/Q$, arba $\Delta\omega^* = \omega_{\text{o}}/Q^*$ (2.29 pav.).

Iš surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ fazinės charakteristikos $\varphi_{\text{u}}(\omega)$ (2.245) matome: kai $R \Rightarrow 0$, fazė $\varphi_{\text{u}}(\omega) \Rightarrow 0$ visame dažnių diapazone. Kai $R \neq 0$, fazinė priklausomybė $\varphi_{\text{u}}(\omega)$ yra sudėtinga dažnio ω funkcija, kurios pavidalas labai priklauso nuo kontūrų kokybės Q. Kai $Q \Rightarrow \infty$, fazė $\varphi_{\text{u}}(\omega) \Rightarrow 0$ – visame dažnių diapazone reakcijos ir poveikio atitinkamai $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ signalų fazės sutampa. Tipinės realių surištųjų *RLC*– kontūrų sistemų fazinės charakteristikos $\varphi_{\text{u}}(\omega)$ rezonansinio dažnio ω_{o} aplinkoje parodytos 2.68 pav., kurios yra apskaičiuotos iš (2.245), esant $Q = 2$ ($k = 0{,}4$) ir $Q = 10$ ($k = 0{,}18$).

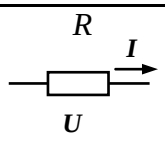
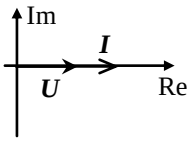
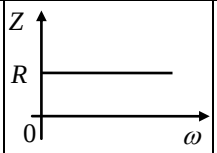
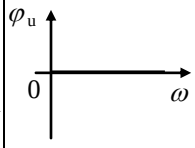
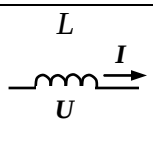
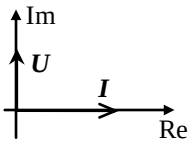
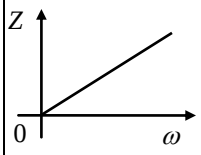
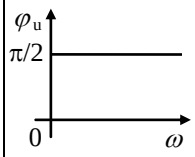
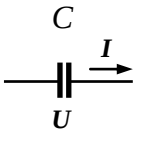
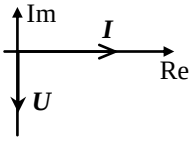
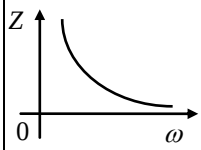
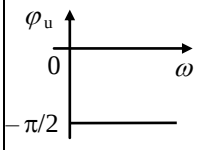
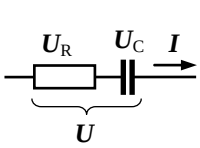
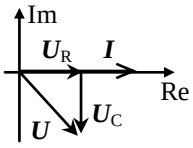
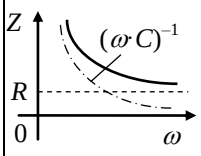
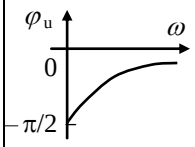
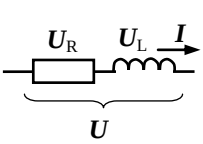
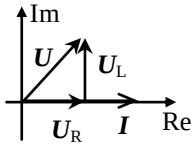
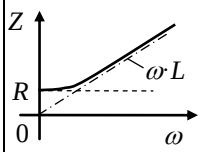
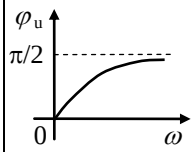
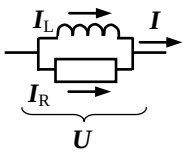
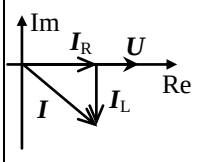
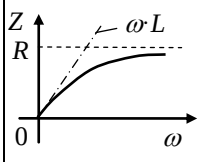
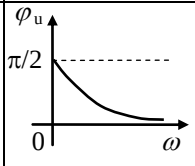
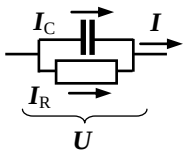
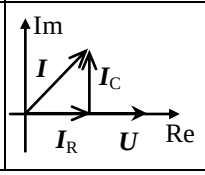
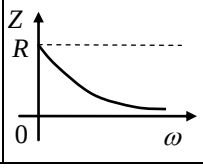
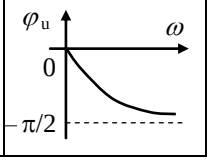
Iš 2.68 pav. matome, jog rezonansinio dažnio ω_{o} aplinkoje dviejų vienodų surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ fazinės charakteristikos $\varphi_{\text{u}}(\omega)$ priklausomybės nuo dažnio ω pobūdis yra beveik tiesinis. Kita vertus, taip pat matome, kad



2.68 pav. Dviejų vienodų surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_u = \boldsymbol{U}_{iš} / \boldsymbol{U}_{in}$ fazinės charakteristikos $\varphi_u(\omega)$ normuoto rezonansinio dažnio ω_o aplinkoje, kai: $Q = 2$ ir $k = 0{,}4$; $Q = 10$ ir $k = 0{,}18$

esant didesniam $Q = 10$, gauname didesnius fazės $\varphi_u(\omega)$ kampus (2.68 pav. ištisinė kreivė), o iš (2.245) kyla atvirkštinė priklausomybė. Taip yra todėl, kad, esant santykinai mažoms Q vertėms: $Q < 100$, esminę įtaką fazės $\varphi_u(\omega)$ vertei turi ryšio koeficiento k vertė, kuriai didėjant, fazės $\varphi_u(\omega)$ vertė mažėja sparčiau (2.245), dėl to kreivė $\varphi_u(\omega)$, esant kokybei $Q = 2$ (2.68 pav. brūkšninė kreivė), atitinka mažesnės fazės $\varphi_u(\omega)$ vertę.

Šio skyrelio pabaigai paminėsime, jog visos gautos surištųjų *RLC*– kontūrų sistemos elektrinės charakteristikos ir savybės išlieka nepakitusios ir tuo atveju, kai pirminis – I_1 ir antrinis – I_2 surištieji *RLC*– kontūrai yra lygiagrečiojo jungimo, tik šiuo atveju $Q \Rightarrow Q^*$ (2.29 pav.). Čia taip pat būtina pasakyti, kad daugiau negu du surištuosius *RLC*– kontūrus turinčios sistemos dažninei charakteristikai $K_u(\omega)$ yra būdingi keli rezonansiniai dažniai $\omega_{rez\ N}$, kurių kiekis N atitinka įjungtų surištųjų *RLC*– kontūrų skaičių N. Čia 3 lentelėje pateiktos *RC*– ir *RL*– grandinių dažninės savybės, o *RLC*– grandinių pasidarykite savarankiškai.

1 *RLC* grandinė	2 Vektorinė diagrama	3 Pilnosios varžos ***Z*** modulis Z	4 Įtampos ***U*** fazė φ_u srovės ***I*** atžvilgiu	5 Dažninė charakteristika $Z(\omega)$	6 Fazinė charakteristika $\varphi(\omega)$
		R	0		
		$\omega \cdot L$	$+\pi/2$		
		$1/(\omega \cdot C)$	$-\pi/2$		
		$\sqrt{R^2 + (\omega \cdot C)^{-2}}$	$\operatorname{tg}\varphi_u = -(R \cdot \omega \cdot C)^{-1}$		
		$\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}$	$\operatorname{tg}\varphi_u = \omega \cdot L / R$		
		$\dfrac{1}{\sqrt{R^{-2} + (\omega \cdot L)^{-2}}}$	$\operatorname{tg}\varphi_u = R/(\omega \cdot L)$		
		$\dfrac{1}{\sqrt{R^{-2} + (\omega \cdot L)^{2}}}$	$\operatorname{tg}\varphi_u = -R \cdot \omega \cdot C$		

2. AKTYVIOSIOS RADIOTECHNINĖS GRANDINĖS

Aktyviosios radiotechninės (elektroninės) grandinės skiriasi nuo pasyviųjų radiotechninių grandinių tuo, kad be pasyviųjų tiesinių arba (ir) netiesinių radiotechninių elementų – varžų R, kondensatorių C, indukcijos ritelių L bei srovės $i\,(t)$ ($\boldsymbol{I}$) arba (ir) įtampos $u\,(t)$ ($\boldsymbol{U}$) (arba $\boldsymbol{\mathcal{E}}$) šaltinių, aktyvioji grandinė būtinai turi papildomai įjungtų aktyvių puslaidininkinių arba (ir) elektroninių įtaisų – įvairių tranzistorių: dvipolių, vienpolių (lauko), mišriųjų darinių – IKDT (angliškai IGBT), IKLT (Puslaidininkiniai įtaisai, pirmoji dalis, 162–167 p. p.); įvairiausių puslaidininkinių diodų; optoelektroninių įtaisų, ir t. t.

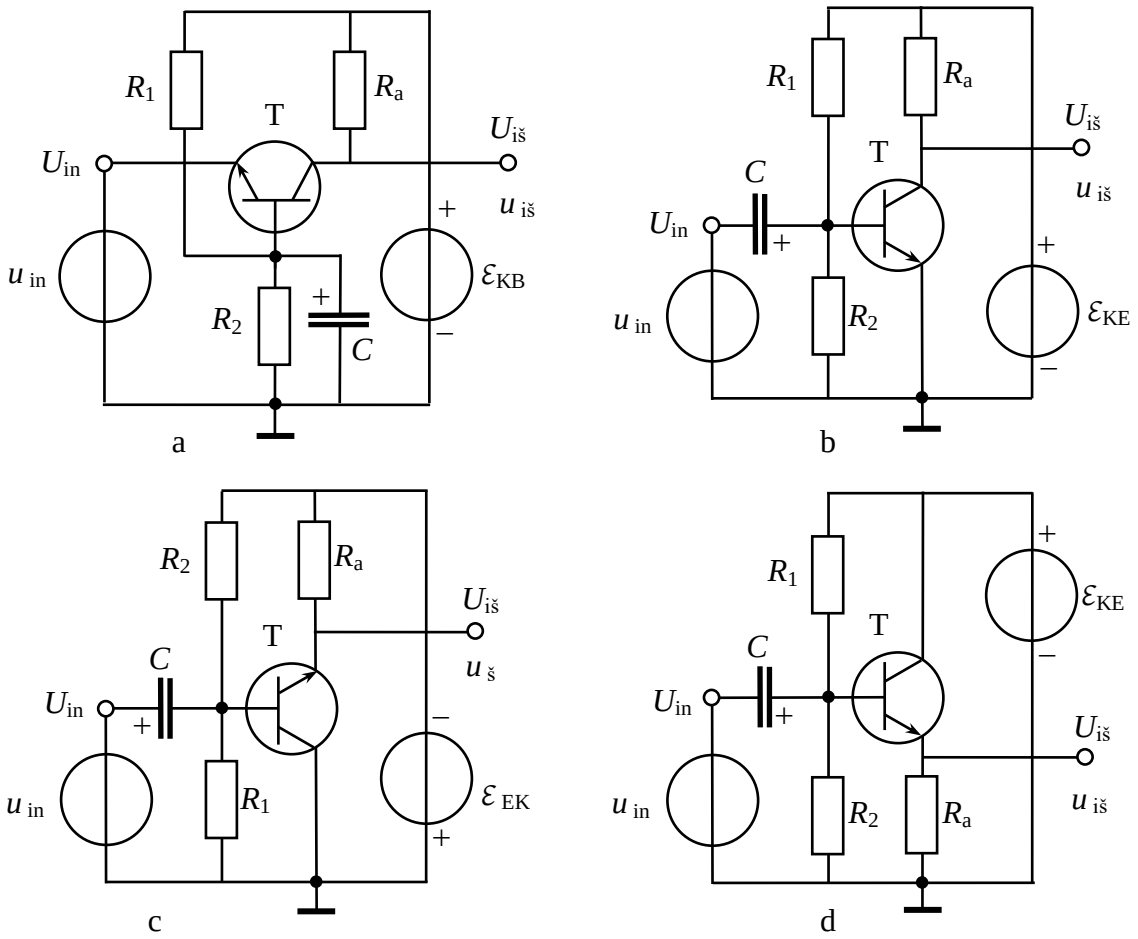
2.1. Tiesinės aktyviosios radiotechninės grandinės

Vienas iš plačiausiai radiotechninėse ir elektroninėse grandinėse naudojamų aktyvių puslaidininkinių įtaisų yra dvipolis tranzistorius, kurio pagrindinės savybės ir fizikiniai veikos pagrindai yra išdėstyti šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje (pirmoji knyga). Ten yra parodyta, jog plačiame įtampų U ir srovių I diapazone dvipolis ir vienpolis tranzistoriai iš esmės yra netiesiniai elementai, nes jų elektriniai parametrai priklauso nuo srovių $I_{\mathrm{E\ (S),\ B\ (G),\ K\ (D)}}$ ir įtampų $U_{\mathrm{EB\ (SG),\ KB\ (DG),\ KE\ (DS)}}$ verčių jų išvaduose E (S), B (G) ir K (D) (pirmoji d.– 1.73 pav., 1.75 pav., 1.116 pav., 1.156 pav.). Tačiau, esant mažo įėjimo signalo $u_{\mathrm{in}}\,(t)$ sąlygai, kai dėl signalo $u_{\mathrm{in}}\,(t)$ poveikio tranzistoriaus parametrai išlieka pastovūs arba beveik pastovūs su leistinu nuokrypiu, dvipolis ir vienpolis tranzistoriai elgiasi kaip tiesiniai keturpoliai, ir šiuo atveju tinka visi anksčiau išnagrinėti tiesinių grandinių analizės metodai.

2.1.1. Tiesiniai tranzistoriniai stiprintuvai – elementarioji stiprinimo pakopa (elementarioji stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi)

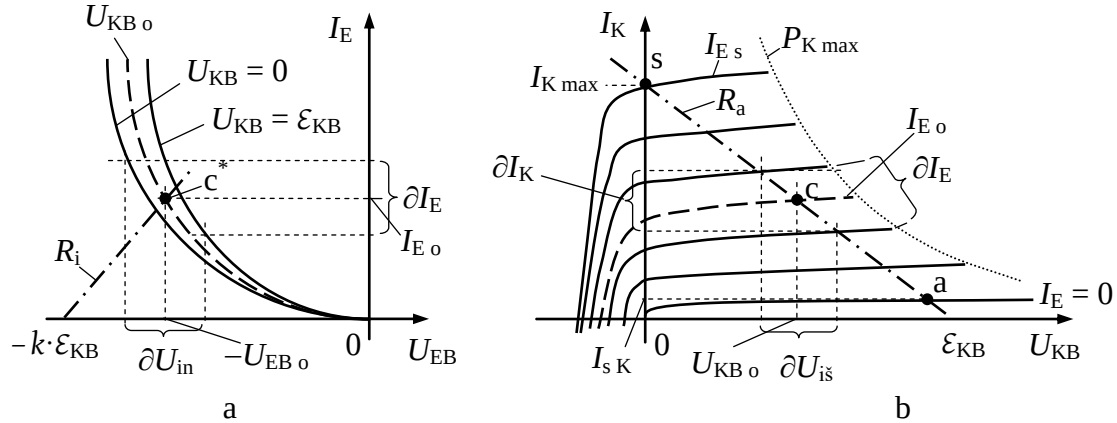
Dvipolis tranzistorius į elektroninę grandinę gali būti įjungtas trimis būdais – į bendros bazės (bendrabazė) (BB), bendro emiterio (bendraemiterė) (BE), bendro kolektoriaus (bendrakolektorė) (BK) ir emiterinio kartotuvo (EK) jungimo grandines (pirmoji d. – 1.53 pav., a–d). Šiose tranzistoriaus jungimo grandinėse būtina užtikrinti tranzistoriaus veikos taško (darbo taško) $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ vietą išėjimo voltamperinės charakteristikos (VACh) apkrovos R_{a} tiesėje, kuriai esant per tranzistoriaus išvadus E, B, K teka užduotos pastoviosios srovės $I_{\mathrm{E,\ B,\ K\ (o,\ =)}}$ ir tarp išvadų E, B, K susidaro atitinkamos pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{EB,\ KB,\ KE\ (o,\ =)}}$. Darbo taško $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ vieta apkrovos tiesėje R_{a} priklauso nuo pastoviųjų įtampų šaltinių evj ($\mathcal{E}$) tranzistoriaus įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ grandinėse. Tačiau dažniausiai yra siekiama, kad į tranzistorinių stiprintuvų schemas būtų įjungtas tik vienas pastoviosios įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{\mathrm{KB}}$ – BB atveju, ir $\mathcal{E}_{\mathrm{KE}}$ – BE bei EK atvejais. Šiais atvejais tranzistoriaus veikos taško $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ vieta apkrovos tiesėje R_{a} yra nustatoma specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1||R_2$ taip, kaip tai parodyta 2.69 pav. Čia pastoviosios įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{\mathrm{KB,\ KE}}$ gnybtų poliškumai atitinka n–p–n dvipolį tranzistorių (T). Čia pasakysime, kad visais atvejais veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ turi tenkinti sąlygą: $I_{\mathrm{K\ o}} \cdot U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}} < P_{\mathrm{K\ max}}$ – didžiausioji – maksimali pastovioji galia išsiskirianti tranzistoriaus kolektoriuje.

Iš 2.69 pav. matome: BE (2.69 pav., b), BK (2.69 pav., c) bei EK (2.69 pav., d) schemose tarp įėjimo signalo $u_{\mathrm{in}}\,(t)$ įtampos šaltinio įėjime U_{in} ir tranzistoriaus veikos tašką $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ nustatančio specialaus rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ yra įjungiamas skiriamasis kondensatorius C (dažniausiai elektrolitinis). Šio kondensatoriaus paskirtis – panaikinti įtampos šaltinio $u_{\mathrm{in}}\,(t)$ vidaus varžos R_{i} šuntuojančią įtaką įtampos dalikliui $R_1||R_2$, nes dažniausiai $R_{\mathrm{i}} << (R_1||R_2)$, ir todėl pastovioji įtampa $U_{\mathrm{B}\perp}$ tarp tranzistoriaus T bazės B ir „žemės“ ($\perp$) tampa artima nuliui, ir todėl schemose BE (2.69 pav., b) bei EK (2.69 pav., d) tranzistorius T yra „uždarytas“ – jo veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\ o}},\ U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ apkrovos tiesėje R_{a} yra



2.69 pav. Dvipolio tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{K\,o}, U_{KB\,o,\,KE\,o}\}$ vietos apkrovos tiesėje R_a uždavimo (nustatymo) būdai specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1||R_2$ įvairiuose tranzistoriaus T jungimo schemose: a – BB, b – BE, c – BK ir d – EK

atkirtos taške „a“, ir tai yra parodyta 2.70 pav., b, arba visiškai „atidarytas“ schemoje BK



2.70 pav. Tranzistoriaus įėjimo (a) ir išėjimo (b) VACh BB schemoje su juose parodytomis atitinkamomis apkrovos tiesėmis R_i ir R_a, bei $P_{K\,max}$ kreive

(2.69 pav., c), nes jo veikos taškas $\{I_{K\,o}, U_{KB\,o,\,KE\,o}\}$ yra soties taške „s“ (2.70 pav., b). BB schemoje (2.69 pav., a) taip pat matome įjungtą kondensatorių C (dažniausiai elektrolitinį),

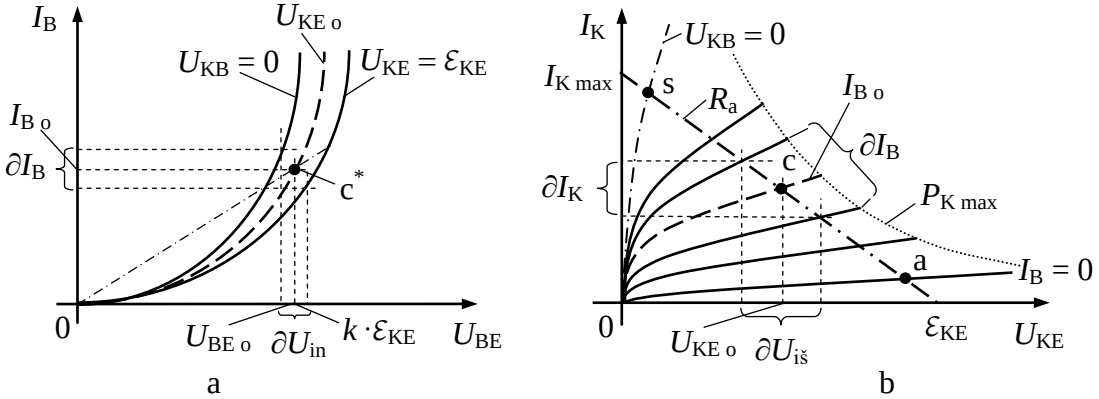
kurio paskirtis yra kita. Šis kondensatorius šuntuoja rezistorių R_2, ir todėl kintamajam signalui $u_{\text{in}}\,(t)$ (arba $U_{\text{in}\sim}$) tranzistoriaus T bazė B yra sujungta su „žeme“ per santykinai mažą kondensatoriaus C varžą $Z_C = (\omega \cdot C)^{-1}$ – turime BB schemą. Kita vertus, matome, kad bazės B kintamoji srovė $I_{\text{B}\sim}$, tekėdama rezistoriumi R_2, sukuria jame įtampą $u_{\text{R2}}\,(t)$, kurios fazė φ_{R2} yra priešinga įėjimo U_{in} signalo $u_{\text{in}}\,(t)$ fazei $\varphi_{\text{in}} = \varphi_{\text{R2}} \pm \pi$. Todėl, nesant įjungto kondensatoriaus C, BB schemoje veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys, kurio įtaką išnagrinėsime vėliau.

Visose jungimo schemose tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\text{K o}},\ U_{\text{KB o, KE o}}\}$ apkrovos tiesėje R_{a} yra nustatomas iš tranzistoriaus T įėjimo ir išėjimo VACh. BB schemoje veikos tašką $\{I_{\text{K o}},\ U_{\text{KB o}}\}$ nustatome naudodamiesi atitinkamomis tranzistoriaus VACh, parodytomis 2.70 pav. n–p–n tranzistoriaus atveju. Čia taip pat 2.70 pav., b, taškuota linija parodyta maksimalios galios $P_{\text{K max}} = \text{const}$ kreivė. Tarkime, kad BB stiprintuve (2.69 pav., a) tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{K o}},\ U_{\text{KB o}}\}$ reikia nustatyti apkrovos R_{a} tiesės viduryje – taške „c“ (2.70 pav., b). Šiuo atveju tranzistoriaus T emiteryje E turi tekėti pastovioji emiterio srovė $I_{\text{E o}}$, ir, esant šiai vertei, iš įėjimo VACh (2.70 pav., a) nustatome pastoviosios įtampos $U_{\text{EB o}}$ vertę. Akivaizdu, kad šią emiterio E ir bazės B įtampą $U_{\text{EB o}}$ turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1 \| R_2$, ir todėl turi būti tenkinama apytikslė lygybė:

$$R_2 /(R_1 + R_2) \cong U_{\text{EB o}}/\mathcal{E}_{\text{KB}}. \tag{2.249}$$

Iš (2.249), esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę arba atvirkščiai. Tačiau čia būtina pasakyti, kad tranzistoriaus T bazės B pastovioji srovė $I_{\text{B o}}$ rezistoriuje R_2 visada teka priešinga rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ srovės I_{R12} krypčiai. Todėl būtina užtikrinti akivaizdžią sąlygą: $I_{\text{R12}} >> I_{\text{B o}}$, ir iš čia kyla reikalavimas rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ bendrajai varžai $R_{12} = R_1 + R_2 < \mathcal{E}_{\text{KB}} / I_{\text{B o}}$. Šiai sąlygai užtikrinti dažniausiai pakanka, kad $I_{\text{R12}} \geq (3\text{–}5) \cdot I_{\text{B o}}$. Čia pasakysime, jog tikslesnė rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ dalijimo vertė $k = R_2 /(R_1 + R_2)$ yra nustatoma iš tranzistoriaus T įėjimo VACh (2.70 pav., a) grafinės analizės būdu joje nubrėžiant įėjimo U_{in} grandinės apkrovos tiesę R_{i} taip, kaip tai parodyta 2.70 pav., a, čia veikos taškas „c*“ atitinka sąlygas veikos taške „c“ (2.70 pav., b), o R_{i} – įėjimo signalo $u_{\text{in}}\,(t)$ (arba $U_{\text{in}\sim}$) šaltinio vidaus varža.

Analogiškai, BE, BK ir EK schemose tranzistoriaus T veikos tašką „c“ atitinkamoje apkrovos tiesėje R_{a} nustatome naudodamiesi atitinkamomis, pavyzdžiui, n–p–n tranzistoriaus VACh, parodytomis 2.71 pav.



2.71 pav. Tranzistoriaus įėjimo (a) ir išėjimo (b) VACh BE schemoje su juose parodytomis atitinkamomis apkrovos tiesėmis 0 ir R_{a}, bei $P_{\text{K max}}$ kreive

Tarkime, kad BE, BK ir EK stiprintuvuose (2.69 pav., b–d) tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{K o}},\ U_{\text{KB o, KE o}}\}$ reikia nustatyti apkrovos R_{a} tiesės viduryje – taške c (2.71 pav., b). Šiuo atveju tranzistoriaus T bazėje B turi tekėti pastovioji bazės srovė $I_{\text{B o}}$, ir, esant šiai vertei, iš tranzistoriaus įėjimo VACh (2.71 pav., a) atitinkamo veikos taško „c*“ nustatome

pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{BE\ o}}$ vertę. Akivaizdu, jog BE schemoje (2.69 pav., b) šią bazės B ir emiterio E įtampą $U_{\mathrm{BE\ o}}$ turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$, ir todėl yra tenkinama lygybė:

$$U_{\mathrm{BE\ o}} \cong \mathcal{E}_{\mathrm{KE}} \cdot R_2 /(R_1 + R_2) = k \cdot \mathcal{E}_{\mathrm{KE}}. \qquad (2.250)$$

Iš (2.250), esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę arba atvirkščiai. Čia taip pat galima pasakyti, kad tranzistoriaus T bazės B pastovioji srovė $I_{\mathrm{B\ o}}$ rezistoriuje R_2 visada teka priešinga rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ srovės I_{R12} krypčiai. Todėl taip pat būtina užtikrinti akivaizdžią sąlygą: $I_{\mathrm{R12}} >> I_{\mathrm{B\ o}}$, ir iš čia kyla reikalavimas rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ bendrajai varžai R_{12} įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{\mathrm{KE}}$ atžvilgiu:

$$R_{12} = R_1 + R_2 < \mathcal{E}_{\mathrm{KE}} / I_{\mathrm{B\ o}}. \qquad (2.250a)$$

Šiai sąlygai užtikrinti dažniausiai pakanka, kad srovė $I_{\mathrm{R12}} \geq (3–5) \cdot I_{\mathrm{B\ o}}$.

Čia taip pat pasakysime, jog tikslesnė rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ dalijimo vertė $k = R_2 /(R_1 + R_2)$ priklauso nuo tranzistoriaus T varžos R_{BE}, kurios vertė yra nustatoma iš tranzistoriaus įėjimo VACh (2.71 pav., a) grafinės analizės būdu joje nubrėžiant atitinkamą tiesę $R_{\mathrm{BE}} = U_{\mathrm{BE\ o}} / I_{\mathrm{B\ o}}$ taip, kaip tai parodyta 2.71 pav., a, brūkšnine-taškine tiese, čia veikos taškas „c*“ atitinka sąlygas veikos taške „c“ (2.71 pav., b).

Situacija keičiasi, kai turime BK arba EK schemas (2.69 pav., c, d). Šiais atvejais bazės B srovės $I_{\mathrm{B\ o}}$ vertė priklauso ir nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$, ir nuo apkrovos rezistoriaus R_{a}. Tai pasireiškia tuo, jog rezistoriuje R_{a} esanti įtampa $U_{\mathrm{RE\ o}} = I_{\mathrm{E\ o}} \cdot R_{\mathrm{a}}$ mažina pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{BE\ o}}$ vertę, nes veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys ir tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{E\ o}}, U_{\mathrm{KE\ o}}\}$ apkrovos R_{a} tiesės viduryje – taške „c“ (2.71 pav., b), bus tik tuo atveju, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ tenkins sąlygą:

$$R_2 /(R_1 + R_2) = (U_{\mathrm{BE\ o}} + U_{\mathrm{RE\ o}})/\mathcal{E}_{\mathrm{KE,\ EK}} = (U_{\mathrm{BE\ o}} + I_{\mathrm{E\ o}} \cdot R_{\mathrm{E}})/\mathcal{E}_{\mathrm{KE,\ EK}}. \qquad (2.251)$$

Yra žinoma, kad to paties tipo tranzistorių parametrai, pavyzdžiui, emiterio E pastoviosios srovės $I_{\mathrm{E\ o}}$ perdavimo koeficiento α_{o} (BB schemoje) arba bazės B srovės $I_{\mathrm{Bo}} – \beta_{\mathrm{o}}$ (BE schemoje) (pirmoji d.– (1.107)) vertė gali būti išbarstyta gana plačiame diapazone. Todėl teoriškai įvertintos įtampos daliklio $R_1||R_2$ rezistorių vertės skirtingiems to paties tipo tranzistoriams nurodys skirtingas veikos taško $\{I_{\mathrm{K\ o}}, U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ vietas apkrovos tiesėje R_{a}. Ši problema yra lengvai išsprendžiama, kai vienas iš rezistorių $R_{1,\ 2}$, dažniausiai R_2 yra pakeičiamas kintamos varžos rezistoriumi – potenciometru, su kuriuo veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\ o}}, U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ yra nustatomas reikiamoje apkrovos tiesės R_{a} vietoje, pavyzdžiui, taške „c“ (2.70 pav., b, 2.71 pav., b).

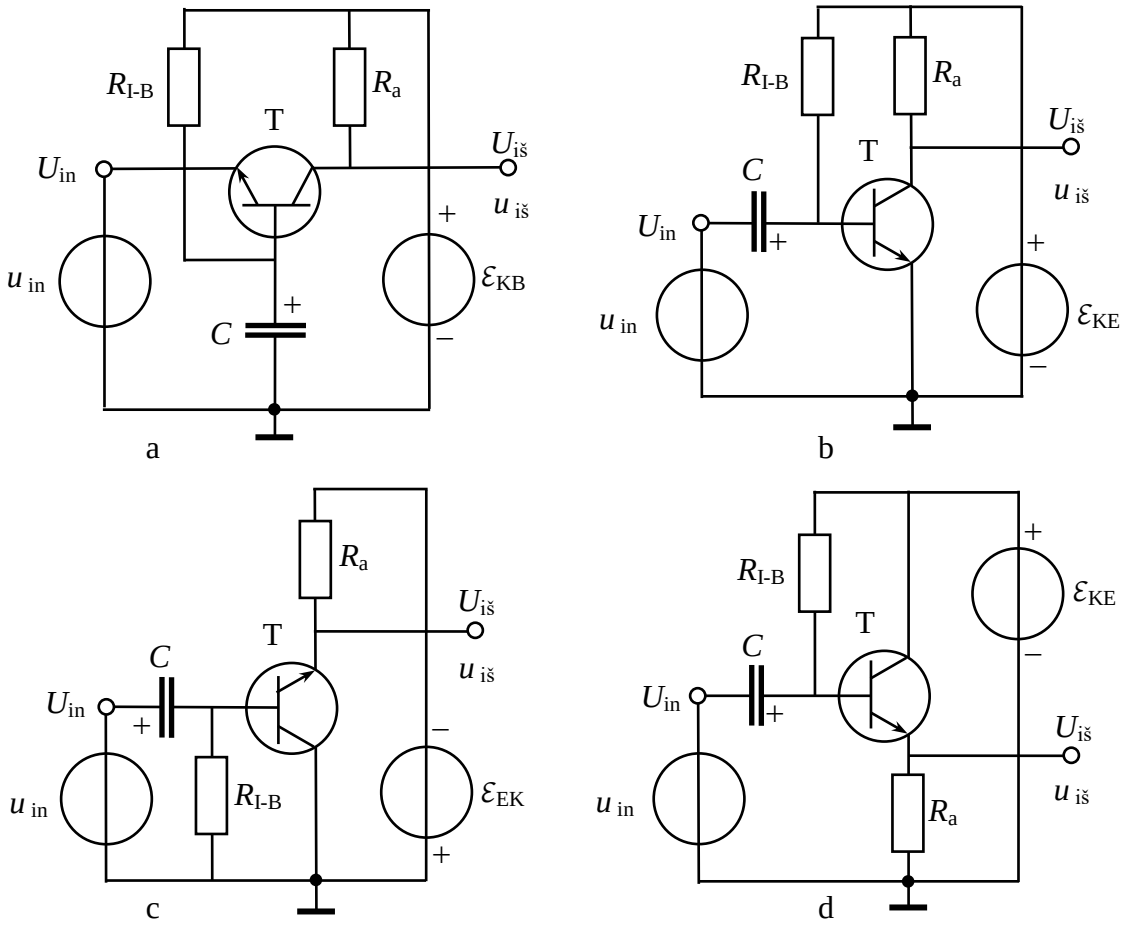
Iš 2.69 pav. matome, jog įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ šaltinio atžvilgiu rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ atstojamoji varža $R_{||} = R_1 R_2 /(R_1 + R_2)$ BE–EK schemose šuntuoja atitinkamo stiprintuvo įėjimo U_{in} varžą R_{in}, o tai dažnai yra nepageidautina. Todėl tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\ o}}, U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ gali būti nustatomas bazės B srovę $I_{\mathrm{B\ o}}$ sudarančią $R_{\mathrm{I\text{-}B}}$ grandine taip, kaip tai parodyta 2.72 pav. Šiuo atveju BB ir BE schemose (2.72 pav., a ir b) tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\ o}}, U_{\mathrm{KB\ o,\ KE\ o}}\}$ apkrovos R_{a} tiesės viduryje – taške „c“ (2.71 pav., b), bus tuo atveju, kai rezistoriaus $R_{\mathrm{I\text{-}B}}$ varža tenkins lygybę:

$$R_{\mathrm{I\text{-}B}} + R_{\mathrm{BE\ e\ o}} = \mathcal{E}_{\mathrm{KE}} / I_{\mathrm{B\ o}}, \qquad (2.252)$$

čia $R_{\mathrm{BE\ e\ o}} = U_{\mathrm{BE\ o}} / I_{\mathrm{B\ o}}$ – tranzistoriaus T įėjimo U_{in} varža nuolatinei srovei BE jungimo grandinėje (pirmoji d.– (1.147), (1.148)) atitinkamame veikos taške $\{I_{\mathrm{Ko}}, U_{\mathrm{KBo,\ KEo}}\}$, pavyzdžiui, taške „c“.

Akivaizdu, kad dažniausiai $\mathcal{E}_{\mathrm{KE}} >> U_{\mathrm{BE\ o}}$, ir todėl iš (2.250) matome, jog $R_{\mathrm{I\text{-}B}} >> >> R_{\mathrm{BE\ e\ o}}$, ir iš čia daugeliu atvejų BE schemoje galima taikyti šią sąlygą: $R_{\mathrm{I\text{-}B}} \cong \mathcal{E}_{\mathrm{KE}} / I_{\mathrm{B\ o}}$.

Situacija vėl keičiasi, kai turime BK arba EK schemas (2.72 pav., c, d). Šiais atvejais bazės B srovės $I_{\mathrm{B\ o}}$ vertė priklauso nuo rezistoriaus $R_{\mathrm{I\text{-}B}}$ ir nuo tranzistoriaus T įėjimo U_{in} varžos $R_{\mathrm{B\ k\ o}}$ nuolatinei srovei BK jungimo grandinėje (pirmoji d. (1.171), (1.172)) veikos



2.72 pav. Dvipolio tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{K\,o},\ U_{KB\,o,\ KE\,o}\}$ vietos apkrovos tiesėje R_a nustatymo būdai specialiu bazės B srovės $I_{B\,o}$ vertę parenkančiu rezistoriumi $R_{I\text{-}B}$ įvairiuose tranzistoriaus T jungimo schemose: a – BB, b – BE; c – BK ir d – EK

taške c, ir kartu nuo apkrovos rezistoriaus R_a emiterio E grandinėje. Tai pasireiškia tuo, kad dėl įtampos $U_{RE\,o} = I_{E\,o}\cdot R_a$ rezistoriuje R_a yra mažinamas pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{EK}$ (BK schemoje) arba $\mathcal{E}_{KE}$ (EK schemoje) poveikis, nes veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys ir tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{K\,o},\ U_{KB\,o,\ KE\,o}\}$ apkrovos R_a tiesės viduryje – taške „c“ (2.71 pav., b) bus tik tuo atveju, kai rezistoriaus $R_{I\text{-}B}$ varža tenkins lygybę:

$$R_{I\text{-}B} + R_{B\,k\,o} = (\mathcal{E}_{KE} - U_{RE\,o})/I_{B\,o} = (\mathcal{E}_{KE} - I_{E\,o}\cdot R_a)/I_{B\,o} \cong \mathcal{E}_{KE}/I_{B\,o} - \beta_o\cdot R_a. \quad (2.253)$$

Išraiškoje (2.253) apytikslę lygybę gavome padarę pakeitimus $I_{E\,o} \cong I_{K\,o}$ ir $\beta_o = I_{K\,o}/I_{B\,o}$ (pirmoji d. (1.107)).

Šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje – (1.172) buvo parodyta, kad $R_{B\ k} \cong$ $\cong R_{BE\ e} + \beta_o\cdot|U_{EK}|/I_E$. Daugelio šiuolaikinių dvipolių tranzistorių $\beta_o \geq 100$, ir todėl išraiškoje (2.253) atmesti $R_{B\,k\,o}$ negalima. Taigi, BK arba EK schemų atvejais bazės B srovę $I_{B\,o}$ nustatančio rezistoriaus $R_{I\text{-}B}$ vertę apskaičiuojame iš apytikslės lygties:

$$R_{I\text{-}B} \cong \mathcal{E}_{KE}/I_{B\,o} - \beta_o\cdot(R_a + |U_{EK}|/I_{K\,o}), \quad (2.254)$$

čia atmetam $R_{BE\,e\,o}$, nes dažniausiai $R_B >> R_{BE\,e\,o}$, ir padarom akivaizdų pakeitimą: $I_{E\,o} \to I_{K\,o}$.

Kai tranzistorius veikia labai mažų srovių diapazone – iki kelių dešimčių mikroamperų, išraiškose (2.252)–(2.254) nebegalima atmesti varžos $R_{BE\,e\,o}$. Šios varžos vertę bet kuriame tranzistoriaus T veikos taške $\{I_{K\,o},\ U_{KB\,o,\ KE\,o}\}$, pavyzdžiui, taške „c“, nesunkiai randame iš įėjimo VACh (2.71 pav., a): $R_{BE\,e\,o} = U_{BE\,o}/I_{B\,o}$, arba apskaičiuojame iš pirmoje dalyje pateiktos išraiškos (1.148).

Pagrindinė tranzistorinio stiprintuvo (stiprinimo pakopos) paskirtis – stiprinti kintamąjį, pavyzdžiui, įėjimo U_{in} harmoninį signalą $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$. Čia ir toliau stiprinimo pakopa yra vadinamas elementariausias (paprasčiausias) tranzistorinis, dažniausiai su vienu tranzistoriumi, stiprintuvas. Akivaizdu, jog šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje gautos įėjimo U_{in} žemo dažnio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įtampos diferencialinių $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ ir galios $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$ stiprinimo koeficientų modulių išraiškos $K_{\text{u, p}}\,(\omega)$ įvairiose tranzistoriaus jungimo grandinėse tinka aprašyti atitinkamas stiprinimo pakopų schemas, esant žemiesiems bei vidutiniams dažniams – iki 300 kHz: BB schemoje – $K_{\text{u b}}$ (1.137), $K_{\text{p b}}$ (1.140); BE schemoje – $K_{\text{u e}}$ (1.162), $K_{\text{p e}}$ (1.165); BK arba EK schemose – $K_{\text{u k}}$ (1.189), $K_{\text{p k}}$ (1.192).

Anksčiau šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje parodėme, jog, kai dažniai vidutiniai ir aukštesni – $f \geq 300$ kHz, būtina įskaityti dvipolio tranzistoriaus parametrų priklausomybę nuo dažnio ω. Todėl stiprinimo pakopos įtampos $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim}$ ir galios $\boldsymbol{K}_{\text{p}} = P_{\text{iš}\sim}/P_{\text{in}\sim}$ stiprinimo diferencialinių koeficientų išraiškos įvairiose tranzistoriaus jungimo grandinėse turi būti parašytos taip, kad būtų įskaitytos jų priklausomybės nuo dažnio ω. Tai galima įvertinti anksčiau pirmoje dalyje gautose žemadažnėse $K_{\text{u}}\,(\omega)$ ir $K_{\text{p}}\,(\omega)$ išraiškose (1.137), (1.140), (1.162), (1.165), (1.189), (1.192)), padarius akivaizdžius pakeitimus: $I_{\text{K}} = \alpha(\omega)\cdot I_{\text{E}}$ (pirmoji d. (1.126)) ir $I_{\text{K}} = \beta(\omega)\cdot I_{\text{B}}$ (pirmoji d. (1.149)):

$$\left.\begin{aligned} K_{\text{u b}} &= \alpha(\omega)\cdot I_{\text{E}}\cdot R_{\text{a}}\cdot \mathcal{E}^2{}_{\text{KB}}/\{\varphi_{\text{T}}\cdot[\alpha(\omega)\cdot I_{\text{E}}\cdot R_{\text{a}} + |\mathcal{E}_{\text{KB}}|]^2\}, \\ K_{\text{p b}} &= \alpha(\omega)\cdot K_{\text{u b}} > 1, \end{aligned}\right\} \quad (2.255)$$

BB schemoje;

$$\left.\begin{aligned} K_{\text{u e}} &\cong \beta(\omega)\cdot I_{\text{B}}\cdot R_{\text{a}}\cdot \mathcal{E}^2{}_{\text{KE}}/\{\varphi_{\text{T}}\cdot[\beta(\omega)\cdot I_{\text{B}}\cdot R_{\text{a}} + \mathcal{E}_{\text{KE}}]^2\}, \\ K_{\text{p e}} &\cong \beta(\omega)\cdot K_{\text{u e}} > 1, \end{aligned}\right\} \quad (2.256)$$

BE schemoje;

$$\left.\begin{aligned} K_{\text{u k}} &= 1 - r_{\text{BE e}}/r^*_{\text{B k}} \cong \\ &\cong 1 - \varphi_{\text{T}}/\{I_{\text{B}}\cdot\{(\varphi_{\text{T}}/I_{\text{B}}) + \beta(\omega)\cdot R_{\text{a}}\cdot \mathcal{E}^2{}_{\text{EK}}/[\beta(\omega)\cdot I_{\text{B}}\cdot R_{\text{a}} + |\mathcal{E}_{\text{EK}}|]^2\}\}, \\ K_{\text{p k}} &\cong \beta(\omega)\cdot K_{\text{u k}} > 1, \end{aligned}\right\} \quad (2.257)$$

BK ir EK schemose.

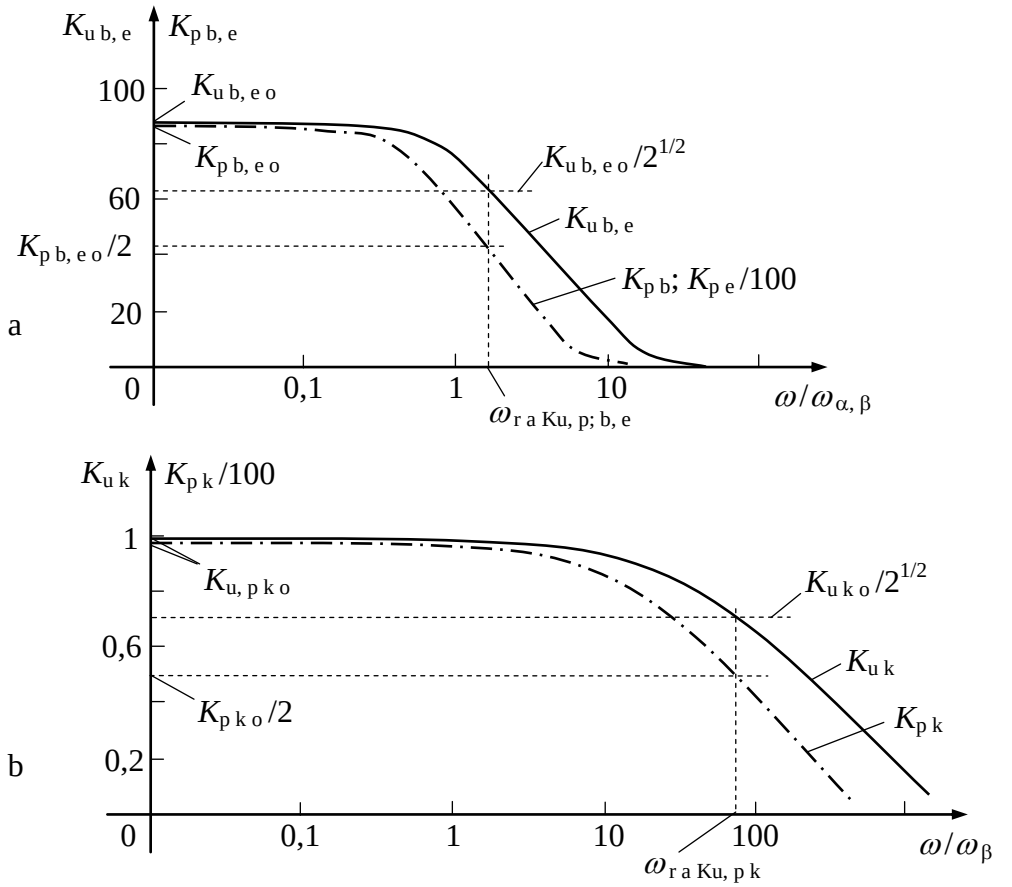
Čia gaudami galutinę apytikslę išraišką papildomai pasinaudojome pirmoje dalyje pateiktomis išraiškomis (1.148) ir (1.185), bei pakeitimu $I_{\text{E}} \to I_{\text{K}}$, kai $\beta_{\text{o}} >> 1$.

Išraiškos (2.256) ir (2.257) yra apytikslės, nes BE, BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} srovė $\boldsymbol{I}_{\text{in}} = \boldsymbol{I}_{(\text{R1}\|\text{R2}),\ \text{RI-B}} + \boldsymbol{I}_{\text{B}} \cong \boldsymbol{I}_{\text{B}}$, čia apytikslė lygybė galioja tada, kai tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{Ko}},\ U_{\text{KBo, KEo}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1\|R_2$ (2.69 pav.) arba rezistoriaus $R_{\text{I-B}}$ (2.72 pav.) srovė $I_{(\text{R1}\|\text{R2}),\ \text{RI-B}} < (3\text{–}5)\cdot I_{\text{B}}$. Iš čia darome išvadą, kad BE, BK ir EK stiprinimo pakopų srovės stiprinimo diferencialinis koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{i}} \leq \boldsymbol{\beta}$, taip pat ir $K_{\text{I}} \leq \beta_{\text{o}}$.

Iš (2.255)–(2.257) ir pirmoje dalyje pateiktų koeficientų $\alpha\,(\omega)$ ir $\beta\,(\omega)$ atitinkamų išraiškų (1.237) ir (1.245), apskaičiuotos dažninės priklausomybės $K_{\text{u b}}\,(\omega)$, $K_{\text{u e}}\,(\omega)$, $K_{\text{u k}}\,(\omega)$, $K_{\text{p b}}\,(\omega)$, $K_{\text{p e}}\,(\omega)$, ir $K_{\text{p k}}\,(\omega)$ yra parodytos 2.73 pav.

2.73 pav. parodytos dažninės priklausomybės yra apskaičiuotos, esant šioms tranzistoriaus T ir grandinės atitinkamų parametrų vertėms: $\beta_{\text{o}} = 100$; $\alpha_{\text{o}} = \beta_{\text{o}}/(1 + \beta_{\text{o}}) =$ $= 0{,}99$; $\varphi_{\text{T}} = 25{,}5$ mV; $\mathcal{E}_{\text{KB}} = 10$ V; $R_{\text{a}} = 1$ kΩ ; $I_{\text{E o}} \cong I_{\text{K o}} = I_{\text{K max}}/2 = 5$ mA; $I_{\text{B o}} = I_{\text{K o}}/\beta_{\text{o}} =$ $= 0{,}05$ mA.

Iš 2.73 pav., a, pateiktų grafikų matome: visame dažnių ω diapazone BB ir BE stiprinimo pakopų atitinkami įtampos diferencialiniai stiprinimo koeficientai yra beveik lygūs, pavyzdžiui, žemųjų ir vidutinių dažnių diapazone, kai ≤ 300 kHz, turime: $K_{\text{u b o}} = 86{,}9$ ir $K_{\text{u e o}} = 87{,}2$. Tuo tarpu BB ir BE stiprinimo pakopų atitinkami galios diferencialiniai stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$ skiriasi iš esmės, pavyzdžiui, žemųjų ir vidutinių dažnių diapazone:



2.73 pav. Stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo (perdavimo) diferencialinio koeficiento $K_u = \partial U_{iš\sim}/\partial U_{in\sim}$ ir galios stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_p = P_{iš\sim}/P_{in\sim}$ priklausomybės nuo įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ dažnio ω: a – BB ir BE schemose; b – BK ir EK schemose, kai schemos įėjimo U_{in} grandinėje nėra skiriamojo kondensatoriaus C

$K_{p\,b\,o} = 86$ ir $K_{p\,e\,o} = 8715$ – beveik β_o kartų didesnis už BB stiprinimo pakopos. BB ir BE stiprinimo pakopų įtampos atitinkamų diferencialinių stiprinimo koeficientų $K_{u\,b}(\omega)$ ir $K_{u\,e}(\omega)$ aukštieji ribiniai dažniai atitinkamai $\omega_{r\,a\,Ku\,b}$ ir $\omega_{r\,a\,Ku\,e}$ priklauso nuo tranzistoriaus atitinkamų ribinių dažnių ω_α ir ω_β.

Anksčiau pirmoje dalyje parodėme, jog BE schemoje tranzistoriaus T bazę B – įėjimą U_{in} valdant įtampos šaltiniu $u_{in}(t)$ ($R_i = 0$), ribinis dažnis $\omega_\beta \cong \omega_\alpha$, ir iš čia turime apytikslę tapatybė $\omega_{r\,a\,Ku\,e} \cong \omega_{r\,a\,Ku\,b}$. Kai tranzistoriaus T bazė B – įėjimas U_{in} yra valdomas srovės signalo $i_{in}(t)$ šaltiniu ($R_i = \infty$), ribinis dažnis $\omega_\beta < \omega_\alpha$, ir iš čia gauname nelygybę $\omega_{r\,a\,Ku\,e} < < \omega_{r\,a\,Ku\,b}$. Tačiau iš 2.73 pav., a, pateiktų grafikų matome, jog visais BE schemos valdymo atvejais ribinis dažnis $\omega_{r\,a\,Ku\,e} > \omega_\beta$. Tokią pat išvadą galime padaryti ir BB stiprinimo pakopos atveju, nes $\omega_{a\,r\,Ku\,b} > \omega_\alpha$. BB ir BE stiprinimo pakopų galios stiprinimo diferencialinių koeficientų $K_{p\,b}(\omega)$ ir $K_{p\,e}(\omega)$ aukštieji ribiniai dažniai atitinkamai $\omega_{r\,a\,Kp\,b}$ ir $\omega_{r\,a\,Kp\,e}$ taip pat priklauso nuo tranzistoriaus atitinkamų ribinių dažnių ω_α ir ω_β. Kai BE schemoje tranzistoriaus T bazė B – įėjimas U_{in} yra valdomas įtampos signalo $u_{in}(t)$ šaltiniu, aukštasis ribinis dažnis $\omega_{r\,a\,Kp\,e} \cong \omega_{r\,a\,Kp\,b}$, nes $\omega_\beta \cong \omega_\alpha$, o kai tranzistoriaus T bazė B – įėjimas U_{in} yra valdomas srovės signalo $i_{in}(t)$ šaltiniu, aukštasis ribinis dažnis $\omega_{r\,a\,Kp\,e} << << \omega_{r\,a\,Kp\,b}$, nes $\omega_\beta < \omega_\alpha$. Iš 2.73 pav., a, pateiktų grafikų taip pat matome – visais BE schemos valdymo atvejais aukštasis ribinis dažnis $\omega_{r\,a\,Kp\,e} \cong \omega_{r\,a\,Ku\,e}$, o BB stiprinimo pakopos atveju turime $\omega_{r\,a\,Kp\,b} \cong \omega_{r\,a\,Ku\,b}$.

Iš 2.73 pav., b, pateiktų grafikų matome: visame dažnių ω diapazone BK ir EK

stiprinimo pakopų įtampos perdavimo diferencialinis koeficientas $K_{u\,k}\,(\omega) < 1$, o galios stiprinimo diferencialinis koeficientas $K_{p\,k}\,(\omega) >> 1$. Šių koeficientų $K_{u\,k}\,(\omega)$ ir $K_{p\,k}\,(\omega)$ atitinkami aukštieji ribiniai dažniai $\omega_{r\,a\,Ku\,k}$ ir $\omega_{r\,a\,Kp\,k}$ taip pat priklauso nuo tranzistoriaus T ribinio dažnio ω_β, tačiau visada $\omega_{r\,a\,Ku\,k} \cong \omega_{r\,a\,Kp\,k} >> \omega_\beta$, ir šią nelygybę galima paaiškinti tiesioginiu įėjimo U_{in} signalo $u_{in}\,(t)$ parazitiniu prasiskverbimu į schemos išėjimą $U_{iš}$ – apkrovą $R_E \equiv R_a$ per „atidarytą“ emiterinę p–n sandūrą (2.69 pav., c, d, ir 2.72 pav., b, c), nes mokomosios priemonės pirmoje dalyje parodėme, kad BK ir EK stiprinimo pakopų išėjimo $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{iš}$ sutampa su įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ faze $\varphi_{in} = \varphi_{iš}$. Čia būtina pasakyti, kad išnagrinėtų stiprinimo pakopų, neturinčių skiriamojo kondensatoriaus C schemos įėjimo U_{in} grandinėje (2.69 pav., a, ir 2.72 pav., a), žemasis ribinis dažnis $\omega_{r\,ž} = 0$, ir todėl tokia pakopa stiprina pastoviąją srovę $I_{in\,=}$ bei įtampą $U_{in\,=}$. Ši situacija atitinka dažnines charakteristikas, parodytas 2.73 pav. Kai stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinėje yra įjungtas skiriamasis kondensatorius C (2.69 pav., b–d, ir 2.72 pav., b–d), tai šiuo atveju $\omega_{r\,ž} > 0$ ir šį vertė priklauso nuo stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos R_{in}, o šios varžos įtaka $\omega_{r\,ž}$ vertei yra nusakoma taip: $\omega_{r\,ž} = 1/(R_{in}\cdot C)$ – analogiškai RC– arba RL– grandinėms.

Elementariosios stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} ***varža*** R_{in} pastoviajam signalui $U_{in\,=}$ ir $I_{in\,=}$, kai schemos įėjimo U_{in} grandinėje nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$, ir įėjimo diferencialinė varža r_{in} kintamajam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{in}$ ir $\boldsymbol{I}_{in}$ (arba $U_{in\sim}$ ir $I_{in\sim}$) priklauso nuo tranzistoriaus T jungimo schemos ir grandinės elementų parametrų. Akivaizdu, kad anksčiau – pirmoje dalyje gautos atitinkamų parametrų išraiškos įvairiuose tranzistoriaus jungimo schemose dėl atitinkamos stiprinimo pakopos įėjime U_{in} įjungtos rezistorinės grandinės, su kuria yra parenkamas tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$, turi būti patikslintos. Rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ varža $R_\|$ (2.69 pav.) arba bazės B srovę $I_{B\,o}$ lemianti varža $R_{I\text{-}B}$ (2.72 pav.) yra nuosekliai – BB schemoje, arba lygiagrečiai – BE, BK ir EK schemose, sujungta su atitinkamoje schemoje įjungto tranzistoriaus T įėjimu – emiterine p–n sandūra, ir iš čia parašome atitinkamos stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos R_{in} ir r_{in} išraiškas.

BB stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav. a):

$$R_{in\,b} = U_{in\,=}/I_{in\,=} = (U_{EB\,o} + I_{B\,o}\cdot R_\|)/I_{E\,o} \cong$$
$$\cong R_{EB\,b} + [R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)]/\beta_o, \qquad (2.258)$$

čia apytikslę išraišką gavome padarę pakeitimą: $I_{E\,o} \to I_{K\,o} = \beta_o\cdot I_{B\,o}$.

Kitu BB stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav., a), kai turime bazės B srovę $I_{B\,o}$ lemiančią varžą $R_{I\text{-}B}$, gauname:

$$R^*_{in\,b} = U_{in\,=}/I_{in\,=} = (U_{EB\,o} + I_{B\,o}\cdot R_{I\text{-}B})/I_{E\,o} \cong R_{EB\,b} + R_{I\text{-}B}/\beta_o. \quad (2.259)$$

Iš gautų išraiškų (2.258) ir (2.259) matome: BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R_{in\,b}$ ir $R^*_{in\,b}$ pastoviajam signalui $U_{in\,=}$ ir $I_{in\,=}$ yra didesnė už tranzistoriaus T įėjimo varžą $R_{EB\,b}$ (pirmoji d. (1.125)). Tačiau dėl didelės β_o vertės (dažniausiai $\beta_o \geq 100$) varža $R_{in\,b}$ išlieka santykinai maža – neviršija kelių kiloomų ($R_{in\,b} \leq (1\text{–}2)\ k\Omega$).

Kintamojo signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ įėjime U_{in} atveju BB stiprinimo pakopos įėjimo diferencialinė varža $r_{in\,b}$ priklauso nuo šuntavimo kondensatoriaus C talpos vertės. Kondensatorius C ir tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$ lemianti rezistorinė grandinė yra sujungti lygiagrečiai, todėl BB stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav., a) galima parašyti:

$$r_{in\,b} = \partial U_{in\sim}/\partial I_{in\sim} = (\partial U_{EB\sim} + \partial I_{B\sim}\cdot|\boldsymbol{R}_\||)/\partial I_{E\sim} \cong$$
$$\cong r_{EB\,b} + \{R_1\cdot R_2/\{(R_1 + R_2)\cdot\{1 + [\omega\cdot C\cdot R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)]^2\}^{1/2}\}\}/\beta_o, \quad (2.260)$$

čia lygiagrečiai sujungtų elementų $R_\|$ ir C kompleksinės varžos $\boldsymbol{R}_\|$ modulį suradome gerai žinomu būdu.

Kitu BB stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav., a), kai turime bazės B srovę $I_{B\,o}$ lemiančią varžą $R_{I\text{-}B}$, gauname:

$$r^*_{\text{in b}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = (\partial U_{\text{EB}\sim} + \partial I_{\text{B}\sim}\cdot|\boldsymbol{R}_{\text{I-B}}|)/\partial I_{\text{E}\sim} \cong$$
$$\cong r_{\text{EB b}} + R_{\text{I-B}}/\{\beta_{\text{o}}\cdot[1 + (\omega\cdot C\cdot R_{\text{I-B}})^2]^{1/2}\}. \qquad (2.261)$$

čia $|\boldsymbol{R}_{\text{I-B}}|$ – lygiagrečiai sujungtų elementų $R_{\text{I-B}}$ ir C kompleksinės varžos modulis.

Iš gautų išraiškų (2.260) ir (2.261) matome: BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{in b}}$ ir $r^*_{\text{in b}}$ kintamajam signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ yra didesnė už tranzistoriaus T įėjimo varžą $r_{\text{EB b}}$ (pirmoji d. (1.125)). Tačiau dėl didelės β_{o} vertės (dažniausiai $\beta_{\text{o}} \geq 100$) ir pakankamai didelės C talpos, kurios vertė yra parenkama iš sąlygos: $C \geq 5$–20 μF (dažniausiai elektrolitinis kondensatorius), BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{in b}}$ išlieka santykinai maža – neviršija kelių dešimčių omų ($r_{\text{in b}} \leq 10$–$30\ \Omega$).

BE, BK ir EK stiprinimo pakopų atveju (2.69 pav., b–d, 2.72 pav., b–d) įėjimo U_{in} signalo $u_{\text{in}}(t)$ šaltinis (generatorius) prie tranzistoriaus T bazės B yra prijungtas per skiriamąjį kondensatorių C, kurio paskirtis jau aptarta anksčiau. Todėl akivaizdu, jog šių stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in}} \Rightarrow \infty$, nes kondensatorius C pastoviosios srovės nepraleidžia. Kai nagrinėjamų stiprinimo pakopų įėjime U_{in} veikia kintamasis signalas, pavyzdžiui, harmoniniai $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$, tai šiuo atveju įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{in e}}$ – BE stiprinimo pakopai, ir $r_{\text{in k}}$ – BK ir EK stiprinimo pakopoms priklauso nuo skiriamojo kondensatoriaus C talpos vertės. Skiriamasis kondensatorius C yra nuosekliai sujungtas su tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{Ko}}, U_{\text{KBo, KEo}}\}$ lemiančią rezistorine grandine, kuri, savo ruožtu, yra lygiagrečiai sujungta su tranzistoriaus T įėjimo diferencialinę varža $r_{\text{BE e}}$ (pirmoji d. (1.148)) BE schemoje arba $r^*_{\text{B k}}$ (pirmoji d. (1.185)) BK ir EK schemose. Iš čia matome, kad BE stiprinimo pakopos atveju (2.69 pav., b) $r_{\text{in e}}$ vertei galima parašyti:

$$r_{\text{in e}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = |1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\parallel}\cdot r_{\text{BE e}}/(R_{\parallel} + r_{\text{BE e}})| =$$
$$= \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\parallel}\cdot r_{\text{BE e}}/(R_{\parallel} + r_{\text{BE e}})]^2\}^{1/2}, \qquad (2.262)$$

čia $R_{\parallel} = R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)$.

Kitu BE stiprinimo pakopos atveju (2.72 pav., b), kai turime bazės B srovę $I_{\text{B o}}$ lemiančią varžą $R_{\text{I-B}}$, gauname:

$$r^*_{\text{in e}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = |1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\text{I-B}}\cdot r_{\text{BE e}}/(R_{\text{I-B}} + r_{\text{BE e}})| =$$
$$= \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\text{I-B}}\cdot r_{\text{BE e}}/(R_{\text{I-B}} + r_{\text{BE e}})]^2\}^{1/2}. \qquad (2.263)$$

Analogiškai BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais (2.69 pav., c ir d) gauname:

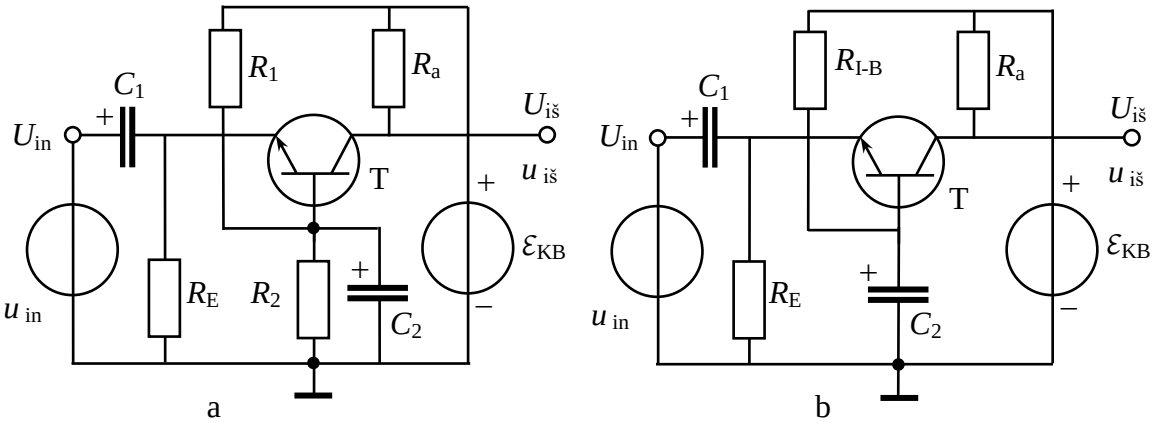
$$r_{\text{in k}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = |1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\parallel}\cdot r^*_{\text{B k}}/(R_{\parallel} + r^*_{\text{B k}})| =$$
$$= \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\parallel}\cdot r^*_{\text{B k}}/(R_{\parallel} + r^*_{\text{B k}})]^2\}^{1/2}. \qquad (2.264)$$

Kitais BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais (2.72 pav., c ir d), kai turime bazės B srovę $I_{\text{B o}}$ lemiančią varžą $R_{\text{I-B}}$, gauname:

$$r^*_{\text{in k}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = |1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\text{I-B}}\cdot r^*_{\text{B k}}/(R_{\text{I-B}} + r^*_{\text{B k}})| =$$
$$= \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\text{I-B}}\cdot r^*_{\text{B k}}/(R_{\text{I-B}} + r^*_{\text{B k}})]^2\}^{1/2}. \qquad (2.265)$$

Iš 2.69 pav., a, ir 2.72 pav., a, matome, kad BB stiprinimo pakopos įėjimas U_{in} gali būti galvaniškai, t. y. betarpiškai sujungtas su įėjimo U_{in} įtampos signalo $u_{\text{in}}(t)$ šaltiniu. Tačiau šiuo atveju per šaltinį $u_{\text{in}}(t)$ teka pastovioji emiterio E srovė $I_{\text{E o}}$, o tai dažnai yra nepageidautina. Todėl įėjimo U_{in} signalo $u_{\text{in}}(t)$ šaltinis yra prijungiamas per skiriamąjį kondensatorių C_1 taip, kaip tai parodyta 2.74 pav.

Iš 2.74 pav. matome: BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime U_{in} įėjimo varža $R_{\text{in b}} \Rightarrow \infty$, nes kondensatorius C_1 pastoviosios srovės nepraleidžia. Kai įėjime U_{in} veikia kintamasis signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, čia nagrinėjamų BB stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{in b}}$ priklauso ir nuo skiriamojo kondensatoriaus C_1, ir nuo šuntavimo kondensatoriaus C_2 talpų verčių. Parodytu 2.74 pav., a, atveju kondensatorius C_1 yra nuosekliai sujungtas su anksčiau išnagrinėtos BB stiprinimo pakopos (2.69 pav., a) įėjimo U_{in} diferencialinę varža $r_{\text{in b}}$ (2.260), ir todėl galima parašyti:



2.74 pav. BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime U_{in}

$$r_{in\,b\,(C)} = |1/(j\cdot\omega\cdot C) + r_{in\,b}| \cong \{(\omega\cdot C_1)^{-2} + \{r_{EB\,b} + \{R_1\cdot R_2/\{(R_1 + R_2)\times \times \{1 + [\omega\cdot C_2\cdot R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)]^2\}^{1/2}\}\}/\beta_o\}^2\}^{1/2}. \quad (2.266)$$

Analogiškai 2.74 pav., b, parodytu atveju, gauname:

$$r^*_{in\,b\,(C)} \cong \{(\omega\cdot C_1)^{-2} + \{r_{EB\,b} + R_{I\text{-}B}/\{\beta_o\cdot[1 + (\omega\cdot C_2\cdot R_{I\text{-}B})^2]^{1/2}\}\}^2\}^{1/2}. \quad (2.267)$$

Akivaizdu, kad BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime U_{in} (2.74 pav.), tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$ lemianti rezistorinė grandinė turi būti apskaičiuota, įvertinant rezistoriaus R_E įtaką. Kai tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$ parenkame, pavyzdžiui, apkrovos R_a tiesės viduryje – taške c (2.70 pav., b), tai šiuo atveju tranzistoriaus T emiteryje E teka pastovioji emiterio srovė $I_{E\,o}$ ir rezistoriuje R_E nusistovi pastovioji įtampa $U_{RE\,o} = I_{E\,o}\cdot R_E$. Akivaizdu, jog pastoviosios įtampos $U_{EB\,o} < 0$ vertė tarp n–p–n tranzistoriaus T emiterio E ir bazės B bus užtikrinta tik tuo atveju, kai šią įtampą lemiantis, pavyzdžiui, rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ (2.74 pav., a) tenkins lygybę:

$$I_{E\,o}\cdot R_E - \mathcal{E}_{KB}\cdot R_2/(R_1 + R_2) = U_{EB\,o} < 0. \quad (2.268)$$

Iš čia, esant pasirinktai R_2 vertei, nesunkiai randame R_1 vertę, arba atvirkščiai.

Kitu BB stiprinimo pakopos su skiriamuoju kondensatoriumi C_1 įėjime U_{in} atveju (2.74 pav., b), kai tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$ yra nustatomas bazės srovę $I_{B\,o}$ lemiančią varžą $R_{I\text{-}B}$, šios varžos vertė turi būti apskaičiuota įvertinant rezistoriaus R_E įtaką BE schemos įėjimo U_{in} varžai R_{in} pastoviajai srovei, t. y. analogiškai EK schemos (2.72 pav., d) atveju. Iš čia darome išvadą, kad šiuo atveju rezistoriaus $R_{I\text{-}B}$ vertė yra apskaičiuojama iš anksčiau gautos apytikslės lygties (2.254).

Elementariosios stiprinimo pakopos išėjimo $U_{iš}$ ***varža*** $R_{iš}$ pastoviajai srovei yra nulemta šios mokomosios priemonės pirmosios dalies 1.3 poskyryje aprašytų įvairiose schemose įjungto tranzistoriaus T išėjimo varžų $R_{iš\,T}$ ir $r_{iš\,T}$ apskaičiuotų verčių pastoviajam ir kintamajam poveikių signalams. Akivaizdu, kad elementariosios stiprinimo pakopos išėjimo $U_{iš}$ varža $R_{iš}$ pastoviajam išėjimo signalui $U_{iš\,=}$ ir $I_{iš\,=}$, ir išėjimo $U_{iš}$ diferencialinė varža $r_{iš}$ kintamajam išėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{iš}$ ir $\boldsymbol{I}_{iš}$ (arba $U_{iš\,\sim}$ ir $I_{iš\,\sim}$) taip pat priklauso nuo tranzistoriaus T jungimo schemos ir grandinės elementų parametrų. Tačiau iš 2.69 pav. ir 2.72 pav. parodytų stiprinimo pakopų lengva pastebėti, jog visais atvejais tranzistoriaus T išėjimo varža $R_{iš\,T}$ ir $r_{iš\,T}$ yra lygiagrečiai sujungta su atitinkamos stiprinimo pakopos išėjimo $U_{iš}$ apkrovos rezistoriumi R_a, ir todėl $R_{iš} = R_{iš\,T}\cdot R_a/(R_{iš\,T} + R_a)$, ir $r_{iš} = r_{iš\,T}\cdot R_a/(r_{iš\,T} + R_a)$.

Taigi, 2.69 pav., a, ir 2.72 pav., a, parodytų BB stiprinimo pakopų atvejais išėjimo $U_{iš}$ varžai $R_{iš\,b}$ galima parašyti:

$$R_{iš\,b} = U_{iš\,=}/I_{iš\,=} = R_{KB\,b}\cdot R_a/(R_{KB\,b} + R_a), \quad (2.269)$$

čia tranzistoriaus T išėjimo varžos $R_{iš\,T} = R_{KB\,b}$ išraiška yra pateikta pirmoje d. (1.130) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{Ko}, U_{KBo,\,KEo}\}$, kinta labai plačiose ribose –

nuo (10–10^{-3}) Ω iki (0,1–1) MΩ ir daugiau.

Kai 2.69 pav., a, ir 2.72 pav., a, parodytų BB stiprinimo pakopų išėjime $U_{\text{iš}}$ veikia kintamasis signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$, tai šiuo atveju išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinė varža $r_{\text{iš b}}$ yra išreiškiama taip:

$$r_{\text{iš b}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = r_{\text{KB b}}\cdot R_{\text{a}}/(r_{\text{KB b}} + R_{\text{a}}) \cong R_{\text{a}}, \tag{2.270}$$

čia apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $r_{\text{KB b}} >> R_{\text{a}}$ (pirmoji d. (1.128)).

2.74 pav. parodytų BB stiprinimo pakopų išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R^*_{\text{iš b}}$ ir $r^*_{\text{iš b}}$ yra išreiškiamos atitinkamomis išraiškomis (2.269) ir (2.270), nes dažniausiai $R_{\text{KE e}} >> R_{\text{E}}$ ir $r_{\text{KE e}} >> R_{\text{E}}$. Kai $R_{\text{KE e}} \approx R_{\text{E}}$, išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš b}}$ ir $r_{\text{iš b}}$ priklauso nuo R_{E}:

$$\left.\begin{aligned} R^*_{\text{iš b}} &= U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = (R_{\text{KB b}} + R_{\text{E}})\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{KB b}} + R_{\text{E}} + R_{\text{a}}),\\ r^*_{\text{iš b}} &= \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = (r_{\text{KB b}} + R_{\text{E}})\cdot R_{\text{a}}/(r_{\text{KB b}} + R_{\text{E}} + R_{\text{a}}). \end{aligned}\right\} \tag{2.271}$$

Analogiškai 2.69 pav., b, ir 2.72 pav., b, parodytų BE stiprinimo pakopų atvejais išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš e}}$ vertei galima parašyti:

$$R_{\text{iš e}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = R_{\text{KE e}}\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{KE e}} + R_{\text{a}}), \tag{2.272}$$

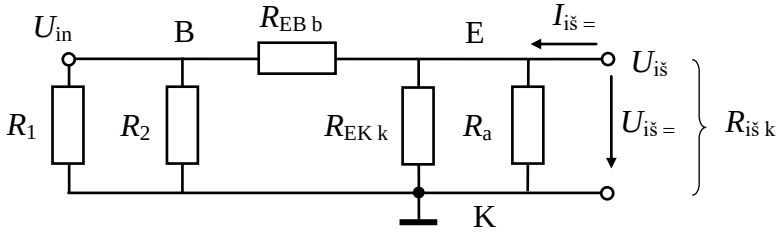
čia tranzistoriaus T išėjimo varžos $R_{\text{iš T}} = R_{\text{KE e}}$ išraiška yra pateikta pirmoje d. (1.155) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{\text{Ko}}, U_{\text{KBo, KEo}}\}$, taip pat kinta gana plačiose ribose – nuo (10–10^{-2}) Ω iki (50–500) kΩ ir daugiau.

Kintamiesiems signalams $u_{\text{iš}}(t)$ arba $i_{\text{iš}}(t)$ BE pakopų išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinė varža $r_{\text{iš e}}$ yra išreiškiama taip:

$$r_{\text{iš e}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = r_{\text{KE e}}\cdot R_{\text{a}}/(r_{\text{KE e}} + R_{\text{a}}) \approx R_{\text{a}}, \tag{2.273}$$

čia beveik apytikslė išraiška galioja tik tada, kai tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\text{Ko}}, U_{\text{KBo, KEo}}\}$ yra išėjimo VACh aktyvioje srityje (pirmoji d.–1.63 pav., a) ir n–p–n tranzistoriaus T atveju $U_{\text{KB}} > 0$, nes šioje srityje dažniausiai $r_{\text{KE e}} >> R_{\text{a}}$ (pirmoji d. (1.152)).

2.69 pav., c ir d, parodytų BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža $R_{\text{iš k}}$ yra nulemta lygiagrečiai sujungtų apkrovos varžos R_{a} ir tranzistoriaus T varžos $R_{\text{iš T}} = R_{\text{EK k}}$ (pirmoji d. (1.177)). Tačiau šių varžų atstojamajai vertei turi įtakos „atidaryta“ emiterinės p–n sandūros varža $R_{\text{EB b}}$ (pirmoji d. (1.125)) ir prie jos prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ varža $R_{\|}$. Visų šių varžų atstojamąją vertę $R_{\text{iš k}}$ surasime iš BK ir EK stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės pastoviajai srovei, kuri yra parodyta 2.75 pav.



2.75 pav. BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav., c ir d, ekvivalentinė pastoviosios srovės grandinė

Iš 2.75 pav. galima parašyti:

$$\begin{aligned} R_{\text{iš k}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} &= [R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2) + R_{\text{EB b}}]\cdot[R_{\text{EK k}}\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{EK k}} + R_{\text{a}})]/\\ &/[R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2) + R_{\text{EB b}} + R_{\text{EK k}}\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{EK k}} + R_{\text{a}})] \cong\\ \cong R_{\text{a}}\cdot[R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2) + R_{\text{EB b}}]&/[R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2) + R_{\text{EB b}} + R_{\text{a}}] \approx R_{\text{a}}, \end{aligned} \tag{2.274}$$

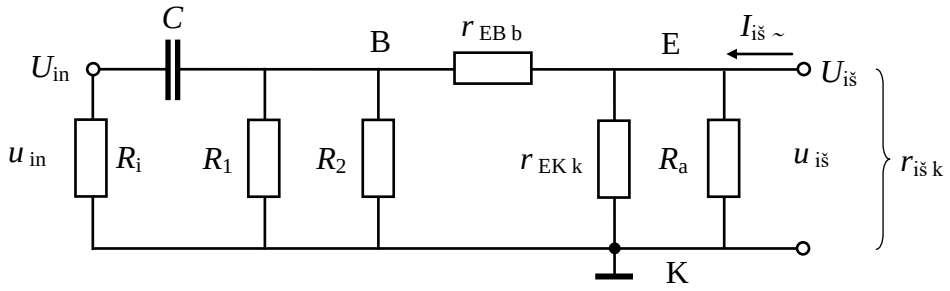
čia apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $R_{\text{EK k}} >> R_{\text{a}}$ (pirmoji d. (1.177)), o beveik apytikslė lygybė galioja tuo atveju, kai turime sąlygą: $R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2) = R_{\|} > 5\cdot R_{\text{a}}$.

Analogiškai 2.72 pav., c ir d, parodytų BK ir EK stiprinimo pakopų atvejais, kai vietoje rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ yra įjungta bazės srovę $I_{\mathrm{B\ o}}$ lemianti varžas $R_{\mathrm{I\text{-}B}}$, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ varžą $R^*_{\mathrm{iš\ k}}$ randame iš (2.274), padarę pakeitimą $R_1||R_2 \to R_{\mathrm{I\text{-}B}}$. Šiuo atveju išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ varžą $R^*_{\mathrm{iš\ k}}$ yra išreiškiama taip:

$$R^*_{\mathrm{iš\ k}} = U_{\mathrm{iš}=}/I_{\mathrm{iš}=} = (R_{\mathrm{I\text{-}B}} + R_{\mathrm{EB\ b}})\cdot[R_{\mathrm{EK\ k}}\cdot R_{\mathrm{a}}/(R_{\mathrm{EK\ k}} + R_{\mathrm{a}})]/$$
$$/[R_{\mathrm{I\text{-}B}} + R_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{EK\ k}}\cdot R_{\mathrm{a}}/(R_{\mathrm{EK\ k}} + R_{\mathrm{a}})] \cong R_{\mathrm{a}}, \qquad (2.275)$$

čia apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $R_{\mathrm{EK\ k}} >> R_{\mathrm{a}}$ ir $R_{\mathrm{I\text{-}B}} >> R_{\mathrm{a}}$.

Kintamųjų signalų $u_{\mathrm{in}}(t)$ ir $u_{\mathrm{iš}}(t)$ atveju BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav., c ir d, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ diferencialinė varža $r_{\mathrm{iš\ k}}$ yra papildomai sąlygojama įėjimo U_{in} grandinės elementų – įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ šaltinio vidaus varžos R_{i} ir skiriamojo kondensatoriaus C, kurių įtaką varžos $r_{\mathrm{iš\ k}}$ vertei surasime iš BK ir EK stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajai srovei, parodytos 2.76 pav.



2.76 pav. BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.69 pav., c ir d, ekvivalentinė grandinė kintamiesiems signalams $u_{\mathrm{in}}(t)$ ir $u_{\mathrm{iš}}(t)$

Iš 2.76 pav., įvedę išraiškas: $R_{||} = R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)$ ir $R^*_{||} = r_{\mathrm{EK\ k}}\cdot R_{\mathrm{a}}/(r_{\mathrm{EK\ k}} + R_{\mathrm{a}})$, gauname:

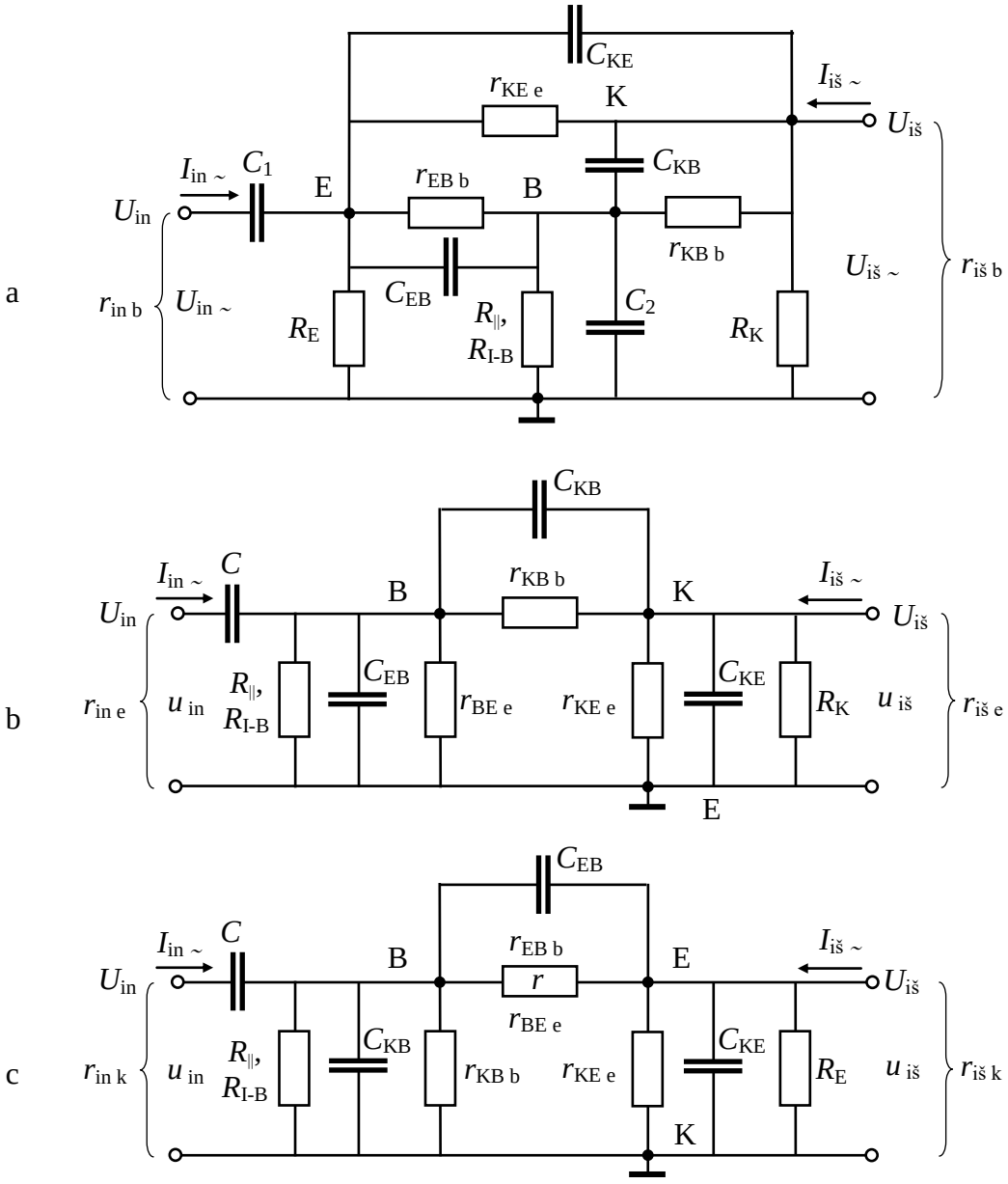
$$r_{\mathrm{iš\ k}} = \partial U_{\mathrm{iš}\sim}/\partial I_{\mathrm{iš}\sim} = \big|\{[R_{\mathrm{i}} + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)]\cdot R_{||}/[R_{\mathrm{i}} + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{||}] + r_{\mathrm{EB\ b}}\}\cdot R^*_{||}/$$
$$/\{[R_{\mathrm{i}} + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)]\cdot R_{||}/[R_{\mathrm{i}} + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{||}\} + r_{\mathrm{EB\ b}} + R^*_{||}\big| \cong$$
$$\cong R_{\mathrm{a}}\cdot\{[(r_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{i}})\cdot(r_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{a}}) + (\omega\cdot C)^{-2}]^2 + [R_{\mathrm{a}}/(\omega\cdot C)]^2\}^{1/2}/$$
$$/[(r_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{a}})^2 + (\omega\cdot C)^{-2}] \approx R_{\mathrm{a}}\cdot(r_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{i}})/(r_{\mathrm{EB\ b}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{a}}), \qquad (2.276)$$

čia apytikslė išraiška galioja daugeliu atvejų, nes dažniausiai $r_{\mathrm{EK\ k}} >> R_{\mathrm{a}}$ ir $R_{||} >> R_{\mathrm{i}}$, o beveik apytikslė išraiška galioja tuo atveju, kai skiriamojo kondensatoriaus C talpa yra parenkama pakankamai didelės vertės: $C \geq 5$–20 μF, dažniausiai elektrolitinis kondensatorius.

Akivaizdu, kad BK ir EK stiprinimo pakopų, parodytų 2.72 pav., c ir d, atveju išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ diferencialinė varža $r_{\mathrm{iš\ k}}$ yra parašoma analogiškai išraiškai (2.276), kurioje atstojamoji varža $R_{||}$ yra pakeičiama į $R_{\mathrm{I\text{-}B}}$.

Elementariosios stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{u,\ i}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{u,\ i}}(\omega)$ kyla iš šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateiktų dvipolio tranzistoriaus T parametrų priklausomybių nuo dažnio ω. Ten yra parodyta, kad šios priklausomybės yra lemiamos fizikinių procesų dvipolio tranzistoriaus bazėje, tranzistoriaus p–n sandūrų barjerinių talpų C_{KB} ir C_{EB}, bei tranzistoriaus korpuso parazitinių LC– parametrų. Iš čia galima teigti, kad labai aukšto dažnio, kai $\omega \geq 2\cdot\pi\cdot 30$ MHz, ir dar didesnio dažnio ω diapazonuose reikia įskaityti tranzistoriaus T barjerinių talpų C_{KB}, C_{EB} ir tranzistoriaus korpuso parazitinių LC– parametrų įtaką stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ atitinkamų diferencialinių varžų r_{in} ir $r_{\mathrm{iš}}$ vertėms. Akivaizdu, jog tranzistoriaus T ir jo korpuso talpos $C^*_{\mathrm{EB,\ KB,\ KE}}$ šuntuoja stiprinimo pakopos įėjimą U_{in} bei išėjimą $U_{\mathrm{iš}}$, taip pat sudaro parazitinį ryšį tarp schemos išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ ir įėjimo $U_{\mathrm{in}} - U_{\mathrm{iš}} \Leftrightarrow U_{\mathrm{in}}$. Šis parazitinis grįžtamasis ryšis gali būti teigiamojo arba neigiamojo pobūdžio, dėl to stiprinimo pakopa tam tikrų dažnių ω diapazone $\Delta\omega$ gali susižadinti – generuoti. Kita vertus, parazitinis ryšis tarp išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ ir

įėjimo U_{in} lemia stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} parametrų priklausomybę nuo išėjimo $U_{iš}$ grandinės ir atvirkščiai. Todėl stiprinimo pakopos diferencialiniai parametrai yra apskaičiuojami iš atitinkamos jungimo schemos ekvivalentinės grandinės, ją papildant tranzistoriaus T parazitiniais parametrais – barjerinėmis talpomis $C_{KB,\ EB}$ bei tranzistoriaus korpuso parazitiniais parametrais – $C^{*}_{EB,\ KB,\ KE}$ ir $L_{E,\ B,\ K}$ (pirmoji d.– 1.161 pav.). Atsižvelgiant į tai, 2.77 pav. yra parodytos BB (a), BE (b), BK ir EK (c) stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajam signalui $\boldsymbol{U}_{in}$, kuriose neparodytos tranzistoriaus korpuso parazitinės talpos ir tranzistoriaus puslaidininkinio kristalo išvadų induktyvumai (pirmoji d.– 1.161 pav.).



2.77 pav. Tranzistorinių stiprinimo pakopų ekvivalentinės grandinės kintamajam signalui $u_{in}(t)$: a – BB, b – BE ir c – BK bei EK

Iš 2.77 pav. pateiktų stiprinimo pakopų ekvivalentinių grandinių matome, kad ir šiuo atveju, kai nėra įskaitomi tranzistoriaus korpuso ir jo kristalo parazitiniai parametrai, yra pernelyg sudėtinga gauti analizines diferencialinių varžų r_{in} ir $r_{iš}$ išraiškas, nes jos pernelyg griozdiškos. Todėl sudėtingų elektroninių grandinių analizė dažniausiai yra atliekama pasitelkus elektronines skaičiavimo mašinas, sakysime, pakankamai galingą personalinį kompiuterį, kuriame įdiegta matematinės analizės skaičiavimo programa, pavyzdžiui, „Mathematica“, „Maple“, :Multisim“, ir t. t. Čia reikia pasakyti, jog skaičiuojant BK arba EK

stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ atitinkamas diferencialines varžas $r_{\text{in k}}$ ir $r_{\text{iš k}}$, jų ekvivalentinėje grandinėje (2.77 pav., c) vietoje varžos r reikia panaudoti atitinkamą vertę $r_{\text{EB b}}$ arba $r_{\text{BE e}}$.

Įėjime U_{in} mažo signalo $u_{\text{in}}(t)$ atveju, kai tranzistoriaus T parametrai yra pastovūs dydžiai ir todėl turime tiesinę sistemą, labai aukšto dažnio $\omega \geq 2\cdot\pi\cdot 30$ MHz ir dar didesnio dažnio ω diapazonuose $\Delta\omega$, tranzistorinės stiprinimo pakopos elektrines savybes labai patogu aprašyti galios S_{p} arba įtampos S_{u} sklaidos parametrų sistemomis (pirmoji d.–P.2.3 (4)). Pavyzdžiui, stiprinimo pakopos įėjime U_{in} kintamojo įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ galios $P_{\text{in}\sim}$ stiprinimo koeficientas K_{p} per galios sklaidos parametrus $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,ij}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{\text{p}} = P_{\text{iš}\sim}/P_{\text{in}\sim} = [|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,21}|^2\cdot(1-\Gamma_{\text{a}}^2)]/$$

$$/[(1-|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}|^2)+\Gamma_{\text{a}}^2\cdot(|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}|^2-|\Delta\boldsymbol{S}_{\text{p}}|^2)-2\cdot\text{Re}\,(\Gamma_{\text{a}}\cdot\boldsymbol{N})], \quad (2.277)$$

čia:

$$\Gamma_{\text{a}} = (R_{\text{a}}-Z_{\text{o}})/(R_{\text{a}}+Z_{\text{o}}),$$

yra įtampos atspindžio koeficientas nuo apkrovos varžos R_{a};

$$\Delta\boldsymbol{S}_{\text{p}} = \boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}-\boldsymbol{S}_{\text{p}\,12}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,21},$$

yra galios sklaidos parametrų matricos $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,ij}$ determinantas, čia indeksai $i, j = 1, 2$;

$$\boldsymbol{N} = \boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}-\Delta\boldsymbol{S}_{\text{p}}\cdot\boldsymbol{S}^{*}_{\text{p}\,11},$$

yra kompleksinis koeficientas ir čia $\boldsymbol{S}^{*}_{\text{p}\,11}$ – jungtinis kompleksinis dydis parametrui $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}$.

Stiprinimo pakopos pastovumas (stabilumas) parazitinio susižadinimo atžvilgiu yra nusakomas pastovumo koeficientu K_{st}, kuris per galios sklaidos parametrus $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,i\,j}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{\text{st}} = (1+|\Delta\boldsymbol{S}_{\text{p}}|^2-|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}|^2-|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}|^2)/(2\cdot|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,12}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,21}|). \quad (2.278)$$

Iš (2.278) matome: kai $K_{\text{st}} > 1$, turime absoliučiai stabilų stiprintuvą, t. y., nesant išorinio grįžtamojo ryšio, kai įėjime U_{in} signalo $u_{\text{in}}(t)$ (arba $u_{\text{s}}(t)$) šaltinio (generatoriaus) vidinės varžos $\boldsymbol{R}_{\text{i}}$ arba $\boldsymbol{R}_{\text{s}}$ impedanso ir pasyvios – ominės apkrovos varžos R_{a} vertės yra bet kokios, stiprinimo pakopa negeneruoja parazitinių virpesių, o kai $K_{\text{st}} < 1$, turime potencialiai nestabilų stiprintuvą, t. y. esant tam tikroms varžų $\boldsymbol{R}_{\text{i, s}}$ ir R_{a} vertėms, stiprinimo pakopa susižadina ir generuoja parazitinius virpesius $u_{\text{iš}}(t)$ su amplitude $U_{\text{o iš}} > 0$, kai įėjime U_{in} poveikio nėra: $U_{\text{o in}} = 0$. Virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ dažnis $\omega_{\text{iš}}$ priklauso nuo tranzistoriaus T ribinių dažnių $\omega_{\alpha,\,\beta,\,\text{T}}$ verčių (pirmoji d. 100 p.) ir parazitinio grįžtamojo ryšio grandinės dažninių charakteristikų.

Absoliučiai nesusižadinanti – stabili stiprinimo pakopa, kai $K_{\text{st}} > 1$, yra nusakoma maksimaliu (didžiausiu) galios diferencialiniu stiprinimo koeficientu $K_{\text{p max}}$, kuris charakterizuoja stiprintuvo veiką tiesiogine kintamojo signalo $u_{\text{in}}(t)$ perdavimo kryptimi – iš įėjimo U_{in} į išėjimą $U_{\text{iš}}$, kai nėra išorinio parazitinio grįžtamojo ryšio grandinės.

Koeficientas $K_{\text{p max}}$ per galios sklaidos parametrus $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,i\,j}$ yra išreiškiamas taip:

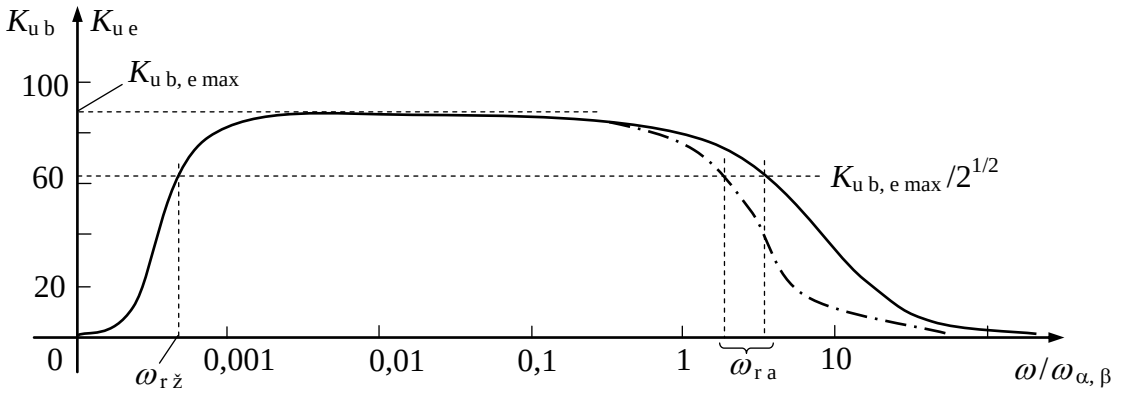
$$K_{\text{p max}} = |\boldsymbol{S}_{\text{p}\,21}\cdot[K_{\text{st}}+(K_{\text{st}}^2-1)^{1/2}]/\boldsymbol{S}_{\text{p}\,12}|. \quad (2.279)$$

Iš čia matome: kai $K_{\text{st}} < 1$, išraiška paprastuose skliaustuose tampa kompleksiniu dydžiu, todėl koeficiento $K_{\text{p max}}$ vertė yra neapibrėžta.

Kai tranzistorinė stiprinimo pakopa turi išorinio parazitinio grįžtamojo ryšio grandines, kad ir koks būtų tranzistoriaus T jungimo būdas, esant kompensuotam atgalinės – inversinio jungimo iš $U_{\text{iš}}$ į U_{in} atveju galios stiprinimui, tiesioginis – normalaus jungimo iš U_{in} į $U_{\text{iš}}$ atveju kintamojo signalo $u_{\text{in}}(t)$ (arba $u_{\text{s}}(t)$) galios stiprinimas yra nusakomas vienakrypčiu galios diferencialiniu stiprinimo koeficientu K_{γ}, kuris per galios sklaidos parametrus $\boldsymbol{S}_{\text{p}\,ij}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{\gamma} = |\boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,12}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,21}\cdot\boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}|/(1-|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,11}|^2)\cdot(1-|\boldsymbol{S}_{\text{p}\,22}|^2). \quad (2.280)$$

Šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje (1.77 pav., 1.79 pav., (1.237), (1.238), (1.245)) buvo parodyta, jog dvipolis tranzistorius yra inertiškas įtaisas, nes išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $U_{\text{iš}\sim}$ arba $I_{\text{iš}\sim}$ visada atsilieka atitinkamai nuo įėjimo U_{in} signalo $U_{\text{in}\sim}$ arba $I_{\text{in}\sim}$. Todėl akivaizdu, kad ir stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi T harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ atitinkami stiprinimo (perdavimo) diferencialiniai koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ yra kompleksiniai dydžiai, išreikšti per atitinkamus reakcijos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$ bei poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ dydžius: $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\text{i}} = \boldsymbol{I}_{\text{iš}}/\boldsymbol{I}_{\text{in}}$. Įvairių stiprinimo pakopų įtampos stiprinimo (perdavimo) diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ modulio $|\boldsymbol{K}_{\text{u}}|$ dažninės priklausomybės $K_{\text{u}}(\omega)$ buvo išnagrinėtos šiame skyriuje anksčiau ir yra parodytos 2.73 pav. Kita vertus, koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ atitinkamos fazinės charakteristikos $\varphi_{\text{Ku}}(\omega)$ išreiškia atitinkamos stiprinimo pakopos išėjime $U_{\text{iš}}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{iš}}$ įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazės φ_{in} atžvilgiu priklausomybę nuo dažnio ω. Tai yra parodoma kompleksinėje plokštumoje {Im, Re} atidėto vektoriaus $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ padėties kampu $\varphi_{\text{iš}}$ vektoriaus $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atžvilgiu. Akivaizdu, jog BB stiprinimo pakopos be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} (2.69 pav., a) fazinė charakteristika $\varphi_{\text{Ku b}}(\omega)$ atitinka srovės perdavimo koeficiento $\boldsymbol{\alpha}(\text{j}\cdot\omega)$ (pirmoji d.–(1.233)) fazinę charakteristiką $\varphi_{\alpha}(\omega)$ (pirmoji d.–(1.238), 1.77 pav., b). Kai BB stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C_1 > 0$ (2.74 pav.), tai šiuo atveju yra būtina įskaityti šio kondensatoriaus C_1 ir BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in b}}$ ((2.258), (2.259)) sudarytos diferencijuojamosios *RC*– grandinės įtaką fazinei charakteristikai $\varphi_{\text{Ku b}}(\omega)$ ir dažninei priklausomybei $K_{\text{u b}}(\omega)$. Taigi, iš 2.73 pav., a, ir 2.14 pav., a, pateiktų atitinkamų įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ perdavimo koeficientų $K_{\text{u b}}(\omega)$ ir $K_{\text{u R}}(\omega)$ gauname BB stiprinimo pakopos su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi $C_1 > 0$ (2.74 pav.) dažninės priklausomybės $K_{\text{u b}}(\omega)$ grafiką. Jis parodytas 2.78 pav.



2.78 pav. BB ir BE stiprinimo pakopų su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi atitinkamai $C_1 > 0$ (2.74 pav.) ir $C > 0$ (2.69 pav., b, 2.72 pav., b), atitinkamo įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u b, e}}(\omega)$ dažninė priklausomybė, čia brūkšninė-taškinė kreivė, kai stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius R_{a} yra šuntuojamas parazitine talpa C_{a}, o dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu $\omega/\omega_{\alpha,\beta}$

Palyginę BB stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u b}}(\omega)$ dažnines priklausomybes 2.78 pav. ir 2.73 pav., a, matome, jog aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\text{r a}} = \omega_{\text{Ku b}}$ iš esmės yra nulemtas dvipolio tranzistoriaus T ribinio dažnio ω_{α} vertės (pirmoji d.– (1.235)). O žemasis ribinis dažnis $\omega_{\text{r ž}} = 1/(R_{\text{in b}}\cdot C_1) = 1/\tau_{\text{in b}}$ iš esmės priklauso nuo BB stiprinimo pakopos įėjime U_{in} sudarytos *RC*– grandinės laiko konstantos $\tau_{\text{in b}} = R_{\text{in b}}\cdot C_1$ vertės. Kita vertus, čia būtina pasakyti, kad įvairiose tranzistoriaus T jungimo grandinėse stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius R_{a} (2.77 pav.) yra šuntuojamas tranzistoriaus T parazitine talpa C_{KB} arba C_{KE}, ir apkrovos R_{a} parazitine talpa C_{a}. Todėl stiprinimo pakopos išėjime $U_{\text{iš}}$ susidaro žemųjų dažnių *RC*– filtras (2.14 pav., b), kuris papildomai mažina įtampos stiprinimo (perdavimo) diferencialinio koeficiento $K_{\text{u}}(\omega)$ aukštąjį

ribinį dažnį $\omega_{\text{r a}}$ aukštųjų dažnių srityje. Šio parazitinio žemųjų dažnių *RC*– filtro įtaką aukštojo ribinio dažnio $\omega_{\text{r a}}$ vertei yra įskaitoma per stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinės varžos $\boldsymbol{r}_{\text{iš}}$ modulio $r_{\text{iš}}(\omega)$ dažninę priklausomybę taip:

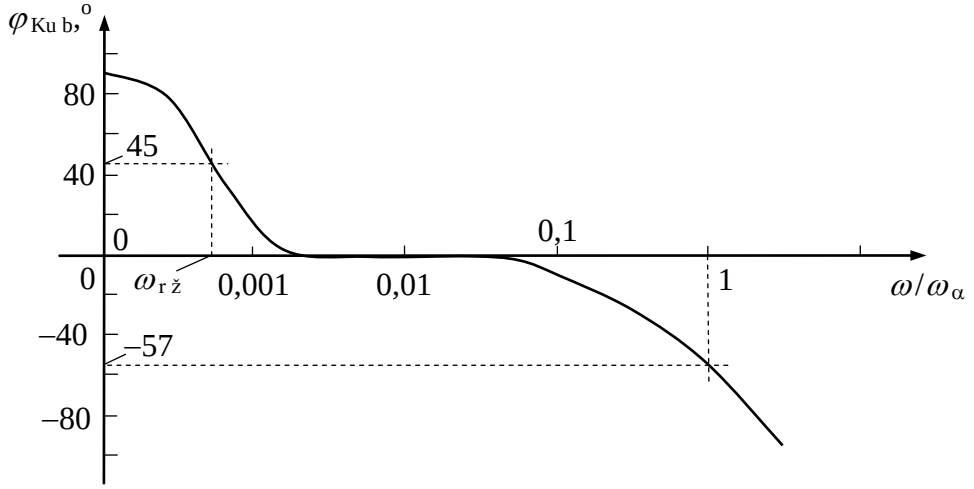
$$r_{\text{iš}}(\omega) \cong |R_{\text{a}}/\{\{[R_{\text{a}} + 1/[\,\text{j}\cdot\omega\cdot(C_{\text{KB, KE}}\|C_{\text{a}})]\}\cdot[\,\text{j}\cdot\omega\cdot(C_{\text{KB, KE}}\|C_{\text{a}})]\}| \cong$$

$$\cong R_{\text{a}}/\{1 + [\omega\cdot R_{\text{a}}\cdot(C_{\text{KB, KE}}\|C_{\text{a}})]^2\}^{1/2}, \qquad (2.280a)$$

ir ši vertė yra įstatoma į atitinkamas K_{u} išraiškas: (2.255)–(2.257), vietoje jose esančio apkrovos rezistoriaus R_{a}, čia $C_{\text{KB, KE}}\|C_{\text{a}}$ – lygiagrečiojo jungimo atstojamoji vertė $(C_{\text{KB, KE}}\cdot C_{\text{a}})/(C_{\text{KB, KE}} + C_{\text{a}})$.

Taigi, iš (2.280a) matome: stiprinimo pakopos įėjime U_{in} didėjant signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniui ω, išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža $r_{\text{iš}}(\omega)$ mažėja, ir todėl mažėja $K_{\text{u}}(\omega)$ bei aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\text{r a}}$. Tai 2.78 pav. parodyta brūkšnine-taškine kreive.

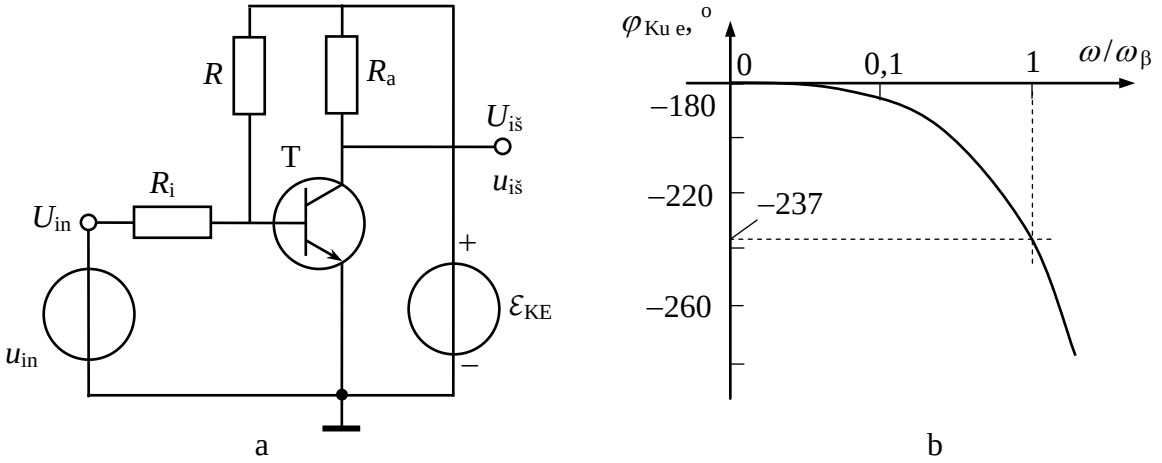
Analogiškai iš 1.77 pav., b, (pirmoji d.) ir 2.14 pav., a, pateiktų fazinių charakteristikų atitinkamai $\varphi_{\alpha}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{R}}(\omega)$ gauname BB stiprinimo pakopos, su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi $C_1 > 0$ (2.74 pav.), išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{Ku b}}$ įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazės φ_{in} atžvilgiu priklausomybės nuo dažnio ω grafiką $\varphi_{\text{Ku b}}(\omega)$. Jis parodytas 2.79 pav.



2.79 pav. BB stiprinimo pakopos su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi $C_1 > 0$ (2.74 pav.) išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{Ku b}}$ įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atžvilgiu priklausomybė nuo dažnio ω, čia dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_{α}

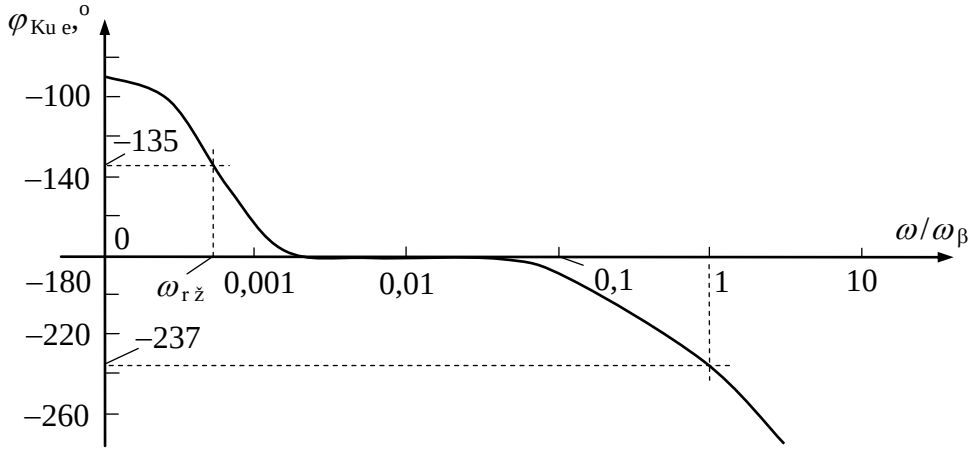
BE stiprinimo pakopos be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} atveju, tai parodyta 2.80 pav., a, įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u e}}$ priklausomybė nuo dažnio ω atitinka 2.73 pav., a, parodytą charakteristiką. O fazinę charakteristiką $\varphi_{\text{Ku e}}(\omega)$ atitinka tranzistoriaus T bazės B srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{\beta}(\,\text{j}\cdot\omega)$ (pirmoji d.–(1.243)) fazinė charakteristika $\varphi_{\beta}(\omega)$ (pirmoji d.–(1.245), 1.77 pav., b), kurioje dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_{β} (pirmoji d.–(1.244)), ir įskaitant tai, jog BE stiprinimo pakopos išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazė $\varphi_{\text{iš}}$ įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazės φ_{in} atžvilgiu žemuosiose dažniuose $\omega \Rightarrow 0$ yra pasukta -180^{o} ($-\pi$ rad). Tai parodyta 2.80 pav., b.

Kai BE stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.69 pav., b, ir 2.72 pav., b), yra būtina įskaityti skiriamojo kondensatoriaus C ir BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in e}}$ ((2.262), kai $C \Rightarrow \infty$) sudarytos diferencijuojamosios *RC*– grandinės įtaką fazinei charakteristikai $\varphi_{\text{Ku e}}(\omega)$ ir dažninei priklausomybei $K_{\text{u e}}(\omega)$. Šiuo atveju BE stiprinimo pakopos dažninės priklausomybės $K_{\text{u e}}(\omega)$ grafikas atitinka priklausomybę $K_{\text{u b}}(\omega)$ (parodyta 2.78 pav.) ir ten dažnis ω yra normuojamas



2.80 pav. BE stiprinimo pakopa be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} (a) ir jos fazinė charakteristika $\varphi_{Ku\,e}(\omega)$ (b), kai tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{Bo}, U_{KEo}\}$ yra nustatomas rezistoriniu įtampos dalikliu $R_i||R$, čia (b) dažnis ω yra atidėtas normuotu masteliu ω/ω_β

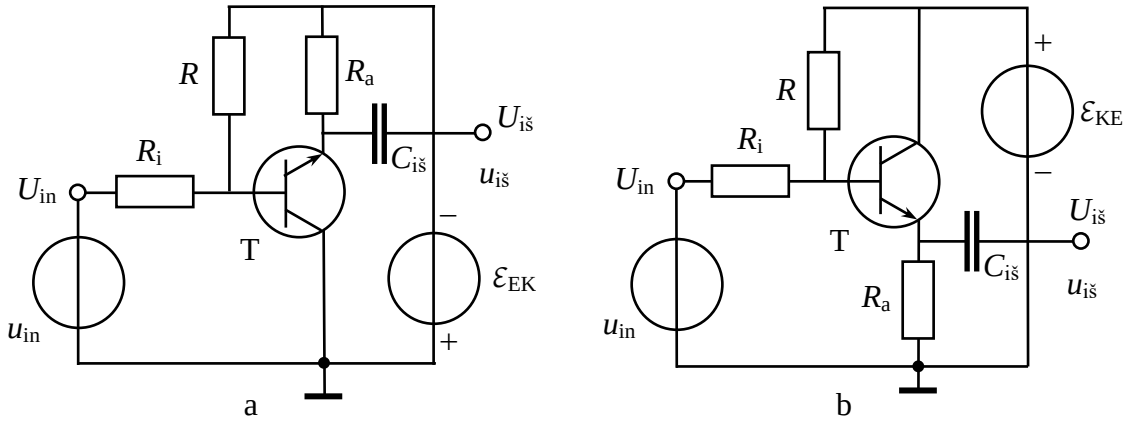
ribiniu dažniu ω_β. Iš 2.80 pav., b, ir 2.14 pav., a, pateiktų fazinių charakteristikų gauname BE stiprinimo pakopos su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi $C > 0$, išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{Ku\,e}$ įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ atžvilgiu priklausomybės nuo dažnio ω grafiką. Jis parodytas 2.81 pav.



2.81 pav. BE stiprinimo pakopos su įėjime U_{in} įjungtu skiriamuoju kondensatoriumi $C > 0$ (2.69 pav., b, ir 2.72 pav., b) išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{Ku\,e}$ įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ atžvilgiu priklausomybė nuo dažnio ω, čia dažnis ω atidėtas normuotu masteliu ω/ω_β

Palyginę BE stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{u\,e}(\omega)$ dažnines priklausomybes 2.78 pav. ir 2.73 pav., a, matome: aukštojo ribinio dažnio $\omega_{r\,a} = \omega_{Ku\,e}$ vertė iš esmės yra nulemta dvipolio tranzistoriaus T ribinio dažnio ω_β vertės (pirmoji d.– (1.244)) ir tranzistoriaus T parazitinės talpos C_{KE}, šuntuojančios apkrovos varžą R_a. Žemojo ribinio dažnio $\omega_{r\,ž} = 1/(R_{in\,e}\cdot C) = 1/\tau_{in\,e}$ vertė iš esmės priklauso nuo BE stiprinimo pakopos įėjime U_{in} įjungtos diferencijuojamosios RC– grandinės laiko konstantos $\tau_{in\,e} = R_{in\,e}\cdot C$.

Analogiškai randame BK ir EK stiprinimo pakopų be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} (2.82 pav.) ir su skiriamuoju kondensatoriumi $C > 0$ įėjime (2.69 pav., c, d, ir 2.72 pav., c, d) įtampos perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\,k}$ dažninę $K_{u\,k}(\omega)$ ir fazinę $\varphi_{u\,k}(\omega)$ charakteristikas. Čia būtina pasakyti, kad įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio vidaus varža



2.82 pav. BK (a) ir EK (b) stiprinimo pakopos be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, $I_{\text{in}=}$, $P_{\text{in}=}$ stiprinimo-perdavimo atveju, kai $C_{\text{iš}} = 0$, ir su $C_{\text{iš}} > 0$ kintamųjų signalų atveju, čia abejose schemose tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\text{K, E (o)}}, U_{\text{KE o}}\}$ yra nustatomas rezistoriniu įtampos dalikliu $R_{\text{i}}||R$

$R_{\text{i}} > 0$ (2.82 pav.) lemia grįžtamąjį ryšį, kurio įtaką išnagrinėsime vėliau.

BK ir EK stiprinimo pakopų be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} atveju (2.82 pav.) įtampos perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u k}}$ dažninė charakteristika $K_{\text{u k}}(\omega)$ yra parodyta 2.73 pav., b.

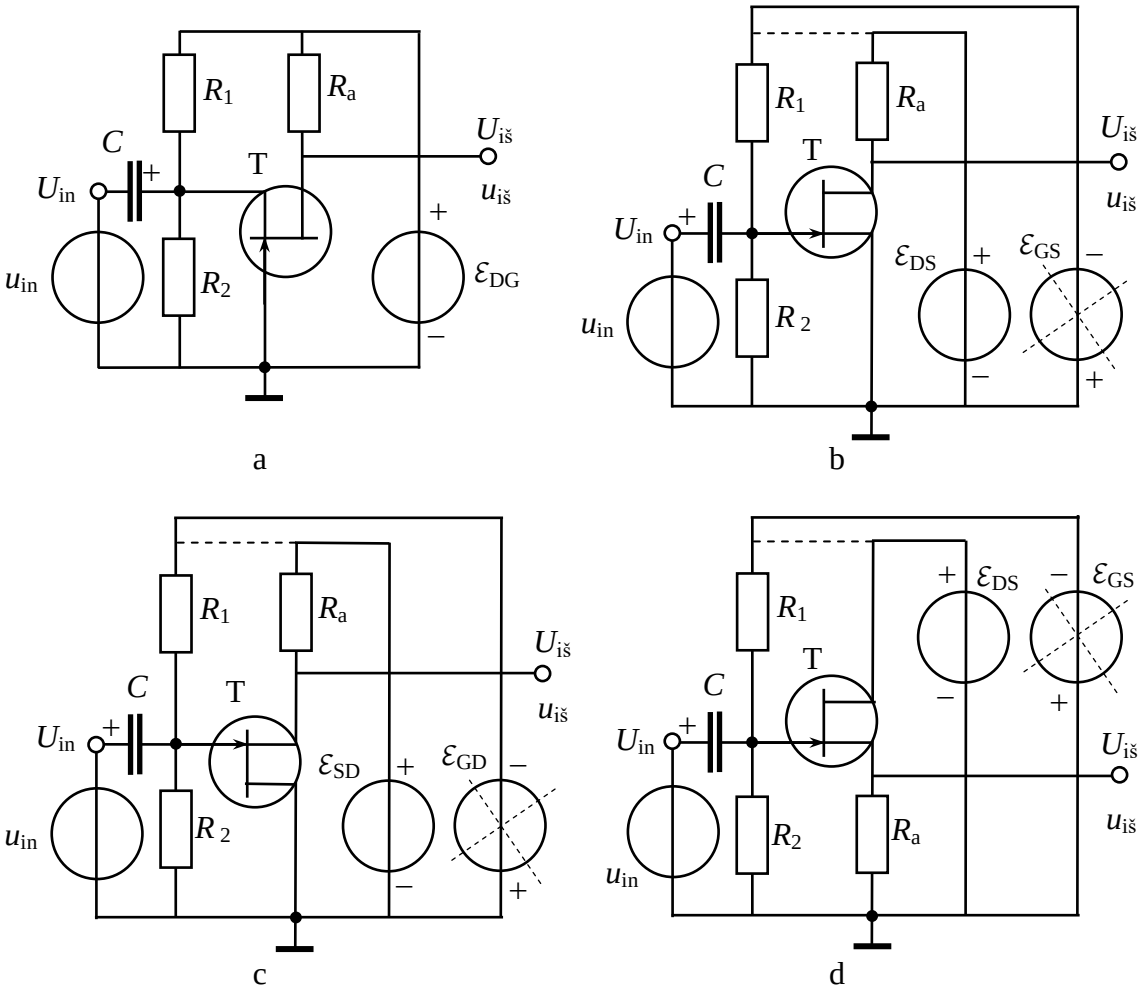
Kai BK ir EK stiprinimo pakopų įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.69 pav., c, d, ir 2.72 pav., c, d), dažninė charakteristika $K_{\text{u k}}(\omega)$ tampa tokio pat pobūdžio, kaip ir $K_{\text{u b}}(\omega)$, parodytos 2.79 pav. Čia dažnis ω yra normuojamas ribinio dažnio ω_{β} atžvilgiu – ω/ω_{β}. Šiuo atveju žemojo ribinio dažnio $\omega_{\text{r ž}} = 1/R_{\text{in k}}\, C = 1/\tau_{\text{in k}}$ vertė iš esmės priklauso nuo BK ir EK stiprinimo pakopų įėjime U_{in} įjungtos diferencijuojamosios RC– grandinės laiko konstantos $\tau_{\text{in k}} = R_{\text{in k}}\, C$.

Pabaigai pasakysime, kad visose aptartose stiprinimo pakopose prie apkrovos R_{a} išėjimo gnybtas $U_{\text{iš}}$ dažniausiai yra prijungiamas per išėjimo grandinės skiriamąjį kondensatorių $C_{\text{iš}}$ ir tai yra parodyta 2.82 pav. Šis kondensatorius $C_{\text{iš}}$ panaikina išėjimo $U_{\text{iš}}$ galvaninį ryšį su maitinimo šaltiniu $\mathcal{E}_{\text{KB, KE, EK}}$ ir todėl stiprinimo pakopos veikia tik su kintamaisiais signalais. Kondensatoriaus $C_{\text{iš}}$ talpa parenkama iš sąlygos $C_{\text{iš}} \cdot R^{*}_{\text{in}} > (2–5)/f_{\text{T}}$, čia: R^{*}_{in} – prie pakopos išėjimo $U_{\text{iš}}$ prijungto elektroninio įtaiso įėjimo varža; f_{T} – tranzistoriaus T BE pakopoje srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ stiprinimo ribinis dažnis (pirmoji d.– (1.244)–(1.248)).

2.1.1.1. Elementarioji stiprinimo pakopa su vienpoliu (lauko) tranzistoriumi

Vienpolis (lauko) tranzistorius stiprinimo pakopoje į elektroninę grandinę gali būti įjungtas trimis būdais – bendros užtūros (BU), bendros ištakos (bendraištakės) (BI) ir bendros santakos (BS) jungimo grandinėse (pirmoji d. – 1.85 pav., a–c). Šiose tranzistoriaus T jungimo grandinėse būtina užtikrinti tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{\text{D, S (o)}}, U_{\text{DS o}}\}$ vietą apkrovos R_{a} tiesėje, kuriai esant per tranzistoriaus T išvadus S ir D teka pasirinktos pastoviosios srovės $I_{\text{S, D}}$, nes įprastai $I_{\text{G}} \cong 0$, ir tarp išvadų G, S ir D susidaro atitinkamos pastoviosios įtampos U_{GS}, U_{GD} ir U_{DS}. Tranzistoriaus T darbo taško $\{I_{\text{D, S (o)}}, U_{\text{DS o}}\}$ vieta apkrovos tiesėje R_{a} priklauso nuo pastoviųjų įtampų šaltinių evj $(\mathcal{E}_{\text{G, DS}})$ tranzistorinės stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinėse. Anksčiau parodėme, jog dvipolio tranzistoriaus T atveju dažniausiai tranzistorinių stiprintuvų schemose yra įjungtas tik vienas pastoviosios įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{\text{KB (KE)}}$. Šį galimybė yra todėl, kad dvipolio tranzistoriaus T emiterinės p–n sandūros įtampos $U_{\text{BE, EB}}$ poliškumas tiesiogine kryptimi – normalioji veika, atitinka išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinės maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{\text{KB (KE)}}$ poliškumą. Kai stiprinimo pakopos

aktyvusis elementas yra lauko tranzistorius T, tai galimybė schemoje turėti tik vieną maitinimo įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{DS}$ priklauso nuo panaudoto lauko tranzistoriaus T tipo – iš esmės nuo jo užtūros G konstrukcijos ir tranzistoriaus T jungimo būdo. Pavyzdžiui, iš šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje 1.85 pav. parodytų atidarytojo n– kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus T trijų jungimo grandinių matome, kad tik BU grandinėje galima apsieiti su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{DG}$, tai yra parodyta 2.83 pav., a, o kitais atvejai tenka naudoti du nepriklausomus maitinimo įtampos šaltinius $\mathcal{E}_{DS,\ GS\ (GD)}$, tai taip pat yra parodyta 2.83 pav., b–d.



2.83 pav. Vienpolio (lauko) tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{D,\ S\ (o)},\ U_{DS\ o}\}$ vietos apkrovos tiesėje R_a nustatymo specialiu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1||R_2$ būdai įvairiose tranzistoriaus T jungimo schemose: a – BU, b – BI, c – BS, d – IK

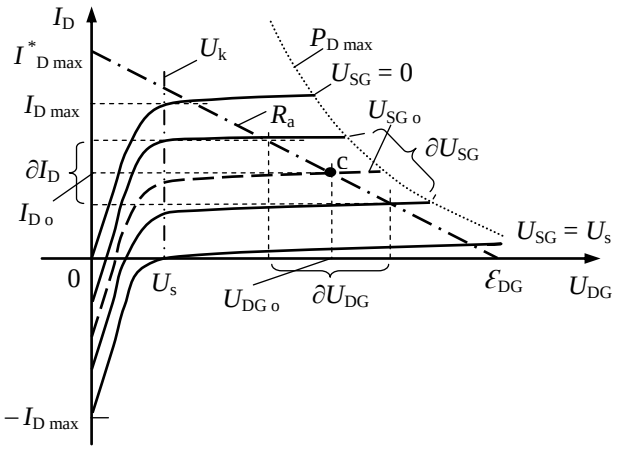
Iš 2.83 pav., b–d, matome, kad toks stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi T maitinimo būdas leidžia nepriklausomai nuo įtampos U_{DS} vertės laisvai pasirinkti tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{D,\ S\ (o)},\ U_{DS\ o}\}$ įtampą U_{GS}, kurios vertė priklauso nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ ir, pavyzdžiui, BI schemoje (2.83 pav., b) yra išreiškiama taip:

$$U_{GS} = \mathcal{E}_{GS} \cdot R_2 / (R_1 + R_2). \qquad (2.281)$$

Kita vertus, pagrindinė atidarytojo sandūrinio lauko tranzistoriaus T normalios veikos sąlyga yra ta, kad užtūrą G sudaranti p–n sandūra visada turi būti įjungta atgaline kryptimi: $U_{GS} < 0$ atidarytojo n– kanalo atveju, ir $U_{GS} > 0$ atidarytojo p– kanalo atveju. Iš čia darome išvadą, jog BI schemoje (2.83 pav., b) tai galima pasiekti ir su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{DS}$, jeigu prie jo prijungtas rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ yra parinktas taip, kad $U_{GS} \le U_{DS}$ (šis jungimo variantas 2.83 pav., b, yra parodytas brūkšnine tiese). Akivaizdu, kad

ši sąlyga gali būti realizuota ir BS bei IK schemose taip pat tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu atitinkamai $\mathcal{E}_{SD}$ bei $\mathcal{E}_{DS}$, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ yra parinktas taip, kad $U_G \le U_{SD}$ BS schemoje (2.83 pav., c), ir $U_G \le U_D = \mathcal{E}_{DS}$ IK schemoje (2.83 pav., d). Tai 2.83 pav., c ir d, parodyta brūkšnine tiese. Kita vertus, akivaizdu ir tai, jog, stiprinimo pakopoje panaudojus uždarytąjį sandūrinį lauko tranzistorių T, visose jungimo schemose galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{DS}$, nes šiuo atveju pasirenkant tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{D,\,S\,(o)},\, U_{DS\,o}\}$, pavyzdžiui, apkrovos tiesės R_a viduryje, užtūros G p–n sandūra yra iš dalies „atidaroma“ – paliekant ją uždarytoje būsenoje, kai $I_G \cong 0$. Čia taip pat veikos taškui $\{I_{D,\,S\,(o)},\, U_{DS\,o}\}$ būtina sąlyga: $I_{D,\,S\,(o)} \cdot U_{DS\,o} < P_{D\,max}$ – maksimali galia, išsiskirianti tranzistoriaus santakoje D.

Visose jungimo schemose tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{D,\,S\,(o)},\, U_{DS\,o}\}$ apkrovos tiesėje R_a yra nustatomas iš lauko tranzistoriaus T išėjimo VACh. Pavyzdžiui, BU schemoje pasinaudojame atitinkamomis atidarytojo n– kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus išėjimo VACh, parodytomis 2.84 pav.

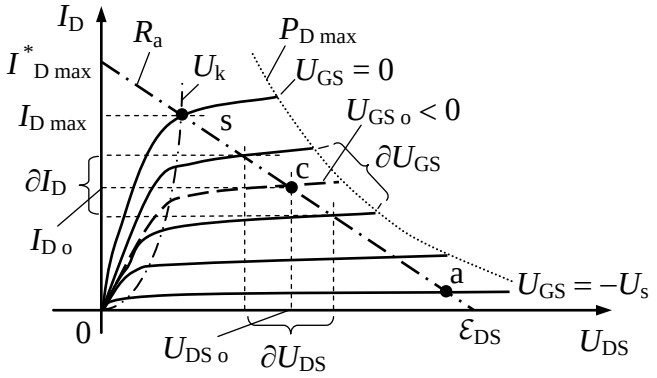


2.84 pav. Sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus T išėjimo VACh BU schemoje su šioje VACh nubrėžta apkrovos tiese R_a bei $P_{D\,max}$ kreive

Tarkime, kad BU stiprinimo pakopoje (2.83 pav., a) lauko tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{D,\,S\,(o)},\, U_{DS\,o}\}$ reikia parinkti apkrovos R_a tiesės viduryje – taške c (2.84 pav.). Šiuo atveju ištakos S ir užtūros G įtampa $U_{SG} = U_{SG\,o}$ ir per tranzistorių T teka pastovioji santakos D srovė $I_{D\,o}$. Todėl tarp santakos D ir užtūros G nusistovi pastovioji įtampa $U_{DG\,o} > 0$. Akivaizdu, kad įtampą $U_{SG\,o}$ turi sudaryti rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$, todėl turi būti tenkinama lygybė:

$$R_2/(R_1 + R_2) = U_{SG\,o}/\mathcal{E}_{DG}. \qquad (2.281a)$$

Analogiškai grafinės analizės būdu iš sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus T išėjimo VACh BI schemoje, kuri yra parodyta 2.85 pav., yra nustatoma įtampa $U_{GS\,o} < 0$.



2.85 pav. Sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus T išėjimo VACh BI schemoje su šioje VACh nubrėžta apkrovos tiese R_a bei $P_{D\,max}$ kreive

Įtampos $U_{GS\,o} < 0$ vertę turi užtikrinti rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ ir maitinimo įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{GS}$ (2.83 pav., b). Tai yra pasiekiama tenkinant lygybę:

$$R_2/(R_1 + R_2) = |U_{GS\,o}|/\mathcal{E}_{GS}. \qquad (2.282)$$

Sandūrinio lauko tranzistoriaus T n– arba p– kanalas dažniausiai yra simetrinis santakos D ir ištakos S atžvilgiu. Todėl BS schemoje (2.83 pav., c) įtampa $U_{GD\,o} \equiv U_{GS\,o}$ ir ši vertė yra nustatoma rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1||R_2$, bei parenkant maitinimo šaltinio įtampos $\mathcal{E}_{GD}$ vertę, dėl to turi būti tenkinama lygybė (2.282), kurioje $\mathcal{E}_{GS}$ yra pakečiamas į $\mathcal{E}_{GD}$.

Analogiškai EK schemos su dvipoliu tranzistoriumi T (2.69 pav., d) atveju lauko tranzistorius T BS schemoje (2.83 pav., d) taip pat yra jungiamas su įžemintu apkrovos rezistoriumi R_a, ir šis jungimo būdas yra vadinamas *ištakiniu kartotuvu* (IK) (2.83 pav., d).

BS ir IK schemų savybės yra išnagrinėtos šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje. IK schemoje lauko tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{D,\,S\,(o)}, U_{DS\,o}\}$, pavyzdžiui, apkrovos R_a tiesės viduryje – taške c, yra taip pat nustatomas iš tranzistoriaus išėjimo VACh BI schemoje su joje nubrėžta apkrovos tiese R_a (2.85 pav., veikos taškas c). Tačiau šiuo atveju užtūros G įtampos $U_{GS\,o} < 0$ vertė priklauso nuo rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$, maitinimo įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{GS}$ ir kartu nuo apkrovos rezistoriaus R_a ištakos S grandinėje bei maitinimo įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{DS}$. Ši priklausomybė pasireiškia tuo, kad įtampa $U_{Ra\,o} = I_{S\,o} \cdot R_a > 0$ apkrovos rezistoriuje R_a didina pastoviosios įtampos $U_{GS\,o}$ modulio $|U_{GS\,o}|$ vertę, nes veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys, ir todėl tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{D,\,S\,(o)}, U_{DS\,o}\}$ apkrovos R_a tiesės viduryje – taške c (2.85 pav.), kuriame srovė $I_{D\,o} = I_{S\,o}$, bus tik tuo atveju, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ tenkins lygybę:

$$R_2/(R_1 + R_2) = (|U_{GS\,o}| - |U_{Ra\,o}|)/|\mathcal{E}_{GS}| = (|U_{GS\,o}| - I_{S\,o}\cdot R_a)/|\mathcal{E}_{GS}|, \qquad (2.283)$$

čia lygtis yra parašyta esant dviem maitinimo įtampos šaltiniams $\mathcal{E}_{GS}$ ir $\mathcal{E}_{DS}$ (2.83 pav., d), tačiau ji tinka ir esant vienam maitinimo šaltiniui $\mathcal{E}_{DS}$, kai rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$ yra sujungtas su šiuo šaltiniu. Tai 2.83 pav., d, parodyta brūkšnine tiese.

Iš (2.283) matome, kad, priklausomai nuo R_a ir $\mathcal{E}_{DS}$ verčių, srovė $I_{S\,o}$ gali pasiekti reikiamą vertę, kai įtampa $|U_{Ra\,o}| = |U_{GS\,o}|$, dėl to dešinioji išraiškos (2.283) pusė tampa lygi nuliui. Tai reiškia, jog šiuo atveju IK schemoje (2.83 pav., d) nėra būtinas rezistorinis įtampos daliklis $R_1||R_2$. Vietoje jo užtenka įjungti tik nuotėkio rezistorių R_2, kurio paskirtis – sudaryti sandūrinio lauko tranzistoriaus T užtūros G p–n sandūrai galvaninę grandinę: šaltinis $+\mathcal{E}_{DS} \Leftrightarrow$ $\Leftrightarrow$ santaka D $\Leftrightarrow$ užtūra G $\Leftrightarrow$ rezistorius $R_2 \Leftrightarrow$ šaltinis $-\mathcal{E}_{DS}$, nes lauko tranzistorius T su galvaniškai izoliuota užtūra G neveikia. Taip yra todėl, kad užtūros G talpa C_G yra įkraunama, ir todėl atsiradusi pastovioji įtampa U_G „uždaro“ tranzistorių T.

Anksčiau išnagrinėtų stiprinimo pakopų su sandūriniu lauko tranzistoriumi T schemos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.83 pav.), kurio paskirtis – panaikinti įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio (generatoriaus) vidaus varžos R_i šuntuojančią įtaką pagal pastoviąją srovę rezistoriniam įtampos dalikliui $R_1||R_2$. Akivaizdu, kad esant $R_i > 0$, pavyzdžiui, labai aukšto ir didesnio dažnio $\omega > 2\cdot\pi\cdot 100$ MHz elektroninėse grandinėse, $R_i = 50\ \Omega$. Todėl įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis gali būti galvaniškai, t. y. betarpiškai sujungtas su atitinkamu laiko tranzistoriaus T išvadu – kontaktu, pavyzdžiui, ištaku S BU schemoje arba užtūra G kitose schemose, ir šiuo atveju nebereikia nuotėkio rezistoriaus R_2, nes jo vaidmenį atlieka rezistorius R_i taip, kaip tai parodyta 2.82 pav.

Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi įėjimo U_{in} ***varža*** R_{in} pastoviajam įėjimo signalui $U_{in=}$ ($I_{in=}$) ir įėjimo U_{in} diferencialinė varža r_{in} kintamajam įėjimo signalui $U_{in\sim}$ ($I_{in\sim}$) (arba $\boldsymbol{U}_{in}$ ($\boldsymbol{I}_{in}$)) taip pat priklauso nuo lauko tranzistoriaus T jungimo schemos ir įėjimo U_{in} grandinės *RC*– elementų parametrų. Todėl akivaizdu, kad šios mokomosios priemonės pirmosios dalies 1.3.2 skyriuje įvairiuose lauko tranzistoriaus T jungimo schemose pateiktos stiprinimo pakopų atitinkamų parametrų išraiškos turi būti patikslintos dėl atitinkamos stiprinimo pakopos įėjime U_{in} įjungtos *RC*– grandinės, kuria

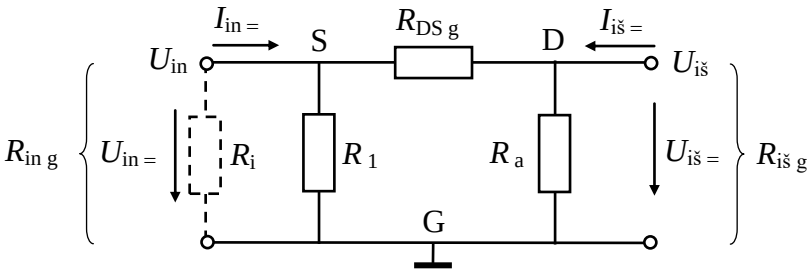
naudojantis yra pasirenkamas tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{D,\ S\ (o)}},\ U_{\mathrm{DS\ o}}\}$. Iš 2.83 pav. matome, jog visais lauko tranzistoriaus T jungimo atvejais rezistorinio įtampos daliklio $R_1||R_2$ atstojamoji varža $R_{||} = R_1\ R_2\ /(R_1 + R_2)$ yra lygiagrečiai sujungta su atitinkama lauko tranzistoriaus T įėjimo varža $R_{\mathrm{in\ T}}$. Akivaizdu, kad stiprinimo pakopos įėjime U_{in} esant skiriamajam kondensatoriui $C > 0$, visais atvejais $R_{\mathrm{in}} \Rightarrow \infty$.

BU stiprinimo pakopoje (2.83 pav., a) be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} turime:

$$R_{\mathrm{in\ g}} = R_1 \cdot R_{\mathrm{SG\ g}}/(R_1 + R_{\mathrm{SG\ g}}), \tag{2.284}$$

čia sandūrinio lauko tranzistoriaus T įėjimo varžos $R_{\mathrm{in\ T}} \equiv R_{\mathrm{SG\ g}}$ išraiška BU schemoje yra pateikta šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje (1.261), ir joje laikoma, kad $R_2 = \infty$. Todėl rezistorinio įtampos daliklio $R_{\mathrm{i}}||R_1$ atstojamoji varža $R_{||} = R_{\mathrm{i}}\ R_1/(R_{\mathrm{i}} + R_1)$.

Išraiškoje (2.284) varža $R_{\mathrm{SG\ g}}$ yra įtampos $U_{\mathrm{DG}} = U_{\mathrm{iš\ =}}$ funkcija, kuri, savo ruožtu, priklauso nuo varžos R_{a}, t. y. turime netiesiogiai išreikštą varžos $R_{\mathrm{in\ g}}$ priklausomybę nuo apkrovos varžos R_{a}. Šią priklausomybę galima išreikšti tiesiogiai per R_{a} iš BU stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės, parodytos 2.86 pav.



2.86 pav. BU stiprinimo pakopos, parodytos 2.83 pav., a, ekvivalentinė pastoviosios srovės $I_{\mathrm{in,\ iš\ (=)}}$ ir įtampos $U_{\mathrm{in,\ iš\ (=)}}$ grandinė

Iš 2.86 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės galima parašyti:

$$R_{\mathrm{in\ g}} = R_1 \cdot (R_{\mathrm{DS\ g}} + R_{\mathrm{a}})/(R_1 + R_{\mathrm{DS\ g}} + R_{\mathrm{a}}), \tag{2.285}$$

čia $R_{\mathrm{DS\ g}}$ – pastovioji lauko tranzistoriaus T varža tarp ištakos S ir santakos D išvadų, kuri yra išreiškiama analogiškai varžos $R_{\mathrm{DS\ s}}$ išraiškai (pirmoji d.– (1.291)).

Žemų dažnių ω diapazone, kai $\omega \le 2 \cdot \pi \cdot 300$ kHz, BU stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\mathrm{in\ g}}$ yra išreiškiama analogiškai išraiškai (2.285):

$$r_{\mathrm{in\ g}} \cong R_1 \cdot (r_{\mathrm{DS\ g}} + R_{\mathrm{a}})/(R_1 + r_{\mathrm{DS\ g}} + R_{\mathrm{a}}), \tag{2.286}$$

čia $r_{\mathrm{DS\ g}}$ – lauko tranzistoriaus T diferencialinė varža tarp ištakos S ir santakos D išvadų, kuri taip pat yra išreiškiama analogiškai diferencialinės varžos $r_{\mathrm{DS\ s}}$ išraiškai (pirmoji d.– (1.287)).

Vidutinių ir aukštesnių dažnių ω diapazonuose, kai $\omega > 2 \cdot \pi \cdot 300$ kHz, stiprinimo pakopos diferencialinėms varžoms didelę įtaką turi lauko tranzistoriaus T užtūros talpa C_{G}. Todėl, naudodamiesi anksčiau pateikta lauko tranzistoriaus T ekvivalentine schema (pirmoji d.– 1.109 pav.), BU stiprinimo pakopos ekvivalentinę grandinę (2.86 pav.) pakeičiame taip, kaip tai parodyta 2.87 pav.

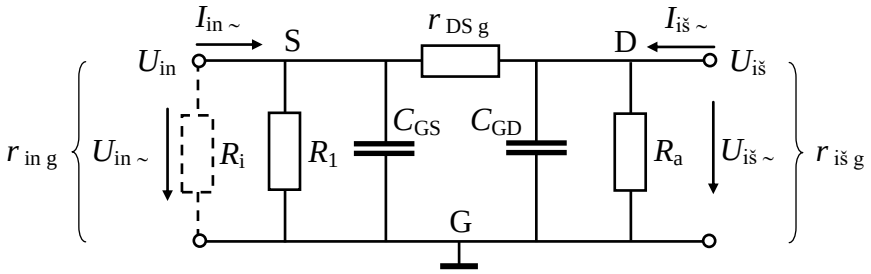
Iš 2.87 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės galima parašyti:

$$r_{\mathrm{in\ g}} = \partial U_{\mathrm{in\ \sim}}/\partial I_{\mathrm{in\ \sim}} = |(R_1||\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGS}}) \cdot [r_{\mathrm{DS\ g}} + (R_{\mathrm{a}}||\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGD}})]/$$

$$/[(R_1||\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGS}}) + r_{\mathrm{DS\ g}} + (R_{\mathrm{a}}||\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGD}})]|, \tag{2.287}$$

čia: $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGS}} = 1/(\mathrm{j} \cdot \omega \cdot C_{\mathrm{GS}})$ ir $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{CGD}} = 1/(\mathrm{j} \cdot \omega \cdot C_{\mathrm{GD}})$ – užtūros G talpos C_{G} sandų atitinkamai C_{GS} ir C_{GD} kompleksinės varžos, kai $C_{\mathrm{G}} = C_{\mathrm{GS}} + C_{\mathrm{GD}}$.

Šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje parodėme, jog dėl lauko tranzistoriaus T darinio konstrukcinių ypatybių ir dėl santakoje D tekančios srovės I_{D} įtakos nuskurdintai



2.87 pav. BU stiprinimo pakopos, parodytos 2.83 pav., a, ekvivalentinė kintamosios srovės $I_{in,\,iš\,(\sim)}$ ir įtampos $U_{in,\,iš\,(\sim)}$ grandinė

kanalo sričiai (pirmoji d.– 1.102 pav., b), dažniausiai $C_{GS} >> C_{GD}$, ir todėl $C_{GS} \approx C_G$. Taigi, atmetus C_{GD} ir padarius pakeitimą – $C_{GS} \to C_G$, išraiška (2.287) tampa daug paprastesnė, ir todėl palyginti lengvai randame BU stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} diferencialinę varžą $r_{in\,g}$, kai įėjime U_{in} nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ (2.83 pav., a):

$$r_{in\,g} \cong |[(R_1||(r_{DS\,g} + R_a)]||\boldsymbol{Z}_{CG})]| = R/[1 + (\omega \cdot R \cdot C_G)^2\,]^{1/2}, \qquad (2.288)$$

čia $R = R_1 \cdot (r_{DS\,g} + R_a)/(R_1 + r_{DS\,g} + R_a)$ tarus, kad $R_2 = \infty$.

Analogiškai randame atitinkamas įėjimo U_{in} varžas BI, BS ir IK stiprinimo pakopose (2.83 pav., b–d), kai įėjime U_{in} nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$, ir visais šiais atvejais gauname:

$$R_{in\,s,\,d,\,sk} \cong R_1, \qquad r_{in\,s,\,d,\,sk} \cong R_1 \cdot r_{GS\,s}/(R_1 + r_{GS\,s}), \qquad (2.289)$$

čia tariame, kad užtūros G varža $R_G >> R_1$, o sandūrinio lauko tranzistoriaus T įėjimo diferencialinė varža $R_{in\,T} \equiv r_{GS\,s}$ BI schemoje su rezistoriumi R_a ištakos S grandinėje priklauso nuo įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ dažnio ω. Tai yra išnagrinėta šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje ((1.366)–(1.368)).

Kai įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis (generatorius) prie stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} yra prijungtas per skiriamąjį kondensatorių $C > 0$, kurio paskirtis jau aptarta anksčiau, kintamojo įėjimo signalo $U_{in\,\sim}$ ($I_{in\,\sim}$) atveju čia nagrinėjamų stiprinimo pakopų (2.83 pav.) įėjimo U_{in} diferencialinė varža r_{in} priklauso ir nuo skiriamojo kondensatoriaus C talpos vertės. Kita vertus, visais atvejais kondensatorius C yra nuosekliai sujungtas su lauko tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{D,\,S\,(o)},\ U_{DS\,o}\}$ lemenčią rezistorine grandine $R_1||R_2$, kuri, savo ruožtu, yra lygiagrečiai sujungta su tranzistoriaus T įėjimo diferencialine varža $r_{in\,g}$ (2.288) – BU schemoje be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} arba $r_{GS\,s}$ – BI, BS ir IK schemose. Iš to darome išvadą, kad BU stiprinimo pakopos atveju, kai įėjime U_{in} yra skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.83 pav., a), galima parašyti:

$$r_{in\,g\,(C)} = \partial U_{in\,\sim}/\partial I_{in\,\sim} = |1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\|}\cdot r_{in\,g}/(R_{\|} + r_{in\,g})| =$$
$$= \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\|}\cdot r_{in\,g}/(R_{\|} + r_{in\,g})]^2\,\}^{1/2}, \qquad (2.290)$$

čia: $R_{\|} = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$.

BI, BS ir IK stiprinimo pakopų atvejais (2.83 pav., b–d):

$$r_{in\,s,\,d,\,sk} = \partial U_{in\,\sim}/\partial I_{in\,\sim} \cong |1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C) + R_{\|}\cdot r_{GS\,s}/(R_{\|} + r_{GS\,s})| \cong$$
$$\cong \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_{\|}\cdot r_{GS\,s}/(R_{\|} + r_{GS\,s})]^2\,\}^{1/2}. \qquad (2.291)$$

Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi išėjimo $U_{iš}$ ***varža*** $R_{iš}$ pastoviajam išėjimo signalui $U_{iš\,=}$ ($I_{iš\,=}$) ir išėjimo diferencialinė varža $r_{iš}$ kintamajam išėjimo $U_{iš}$ signalui $\boldsymbol{U}_{iš}$ ($\boldsymbol{I}_{iš}$) (arba $U_{iš\,\sim}$ ($I_{iš\,\sim}$)) tai pat priklauso nuo tranzistoriaus T jungimo schemos ir išėjimo $U_{iš}$ grandinės RC– elementų parametrų. Todėl akivaizdu, jog šios mokomosios priemonės pirmosios dalies 1.3 poskyryje pateiktos įvairiose schemose įjungto sandūrinio lauko tranzistoriaus išėjimo $U_{iš}$ varžų $R_{iš}$ ir $r_{iš}$ išraiškos atitinkamai pastoviajam ir kintamajam

signalams turi būti patikslintos. Taigi, iš 2.83 pav. parodytų stiprinimo pakopų lengva pastebėti, kad visais atvejais lauko tranzistoriaus T išėjimo varža $R_{\text{iš T}}$ ir $r_{\text{iš T}}$ yra lygiagrečiai sujungta su atitinkamos stiprinimo pakopos apkrovos rezistoriumi R_{a}. Todėl iš 2.83 pav., a, parodytos BU stiprinimo pakopos grandinės išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžoms $R_{\text{iš g}}$ ir $r_{\text{iš g}}$ galima parašyti:

$$R_{\text{iš g}} = U_{\text{iš =}}/I_{\text{iš =}} \approx R_{\text{DG g}}\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{DG g}} + R_{\text{a}}), \tag{2.292}$$

$$r_{\text{iš g}} = \partial U_{\text{iš ~}}/\partial I_{\text{iš ~}} \approx r_{\text{DG g}}\cdot R_{\text{a}}/(r_{\text{DG g}} + R_{\text{a}}), \tag{2.292a}$$

čia: varžos $R_{\text{DG g}}$ išraiška yra pateikta pirmoje dalyje ((1.266)–(1.268)) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{\text{D, S (o)}}, U_{\text{DS o}}\}$, kinta labai plačiose ribose – nuo $R_{\text{DG g min}} = |U_{\text{s}}/I_{\text{D max}}|$ iki 10 MΩ ir daugiau (teoriškai iki ∞), o varžos $r_{\text{DG g}}$ išraiška yra pateikta pirmoje dalyje (1.264) ir, priklausomai nuo tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{\text{D, S (o)}}, U_{\text{DS o}}\}$, taip pat kinta labai plačiose ribose – nuo minimalios vertės $r_{\text{DG g min}} = |U_{\text{s}}/(2\cdot I_{\text{D max}})|$ iki 100 MΩ ir daugiau (teoriškai iki ∞).

Varžų $R_{\text{iš g}}$ ir $r_{\text{iš g}}$ išraiškose (2.292) esančios varžos $R_{\text{DG g}}$ ir $r_{\text{DG g}}$ yra gautos, kai BU schemos įėjime U_{in} yra prijungtas pastoviosios įtampos šaltinis U_{SG} (piemoji d.– 1.85 pav., a). Todėl BU stiprinimo pakopos atveju (2.83 pav., a) išraiškos (2.292) yra parašytos apytiksliai, nes neatsižvelgta į BU stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės *RC*– elementų parametrų įtaką išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžų $R_{\text{iš g}}$ ir $r_{\text{iš g}}$ dydžiams. Šią įtaką varžos $R_{\text{iš g}}$ vertei galima nustatyti pasitelkus BU stiprinimo pakopos ekvivalentinę pastoviosioms srovei $I_{\text{in, iš (=)}}$ ir įtampai $U_{\text{in, iš (=)}}$ grandinę (2.86 pav.) be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in}, iš kur gauname:

$$R_{\text{iš g}} = R_{\text{a}}\cdot(R_{\text{DS g}} + R_1||R_{\text{i}})/(R_{\text{a}} + R_{\text{DS g}} + R_1||R_{\text{i}}), \tag{2.293}$$

čia: $R_1||R_{\text{i}} = R_1\cdot R_{\text{i}}/(R_1 + R_{\text{i}})$.

Analogiškai iš 2.87 pav. parodytos BU stiprinimo pakopos ekvivalentinės kintamosioms srovės $I_{\text{in, iš (~)}}$ ir įtampos $U_{\text{in, iš (~)}}$ grandinės be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} gauname:

$$r_{\text{iš g}} = \partial U_{\text{iš ~}}/\partial I_{\text{iš ~}} = |(R_{\text{a}}||\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}})\cdot[r_{\text{DS g}} + (R_{\text{i}}||R_1||\boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})]/$$
$$/[(R_{\text{a}}||\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}}) + r_{\text{DS g}} + (R_{\text{i}}||R_1||\boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})]|, \tag{2.294}$$

čia: $\boldsymbol{Z}_{\text{CGS}} = 1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_{\text{GS}})$ ir $\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}} = 1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_{\text{GD}})$ – užtūros G talpos C_{G} sandų atitinkamai C_{GS} ir C_{GD} kompleksinės varžos, kai $C_{\text{G}} = C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}}$.

Anksčiau parodėme, jog dažniausiai $C_{\text{GS}} >> C_{\text{GD}}$. Tačiau, apskaičiuojant BU schemos išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinę varžą $r_{\text{iš g}}$, atmesti C_{GD} negalima. Todėl formulės (2.294) analizinė išraiška tampa pernelyg griozdiška ir čia jos nepateiksime. Akivaizdu, kad šiuo ir kitais atvejais yra patogiausia taikyti mašininio skaičiavimo techniką, turinčią atitinkamą programinę įrangą, pavyzdžiui, „Mathematica“, „Maple“, „Multisim“, ir t. t.

Kai BU stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.83 pav., a), varžos $R_{\text{iš g}}$ išraiškose (2.292) ir (2.293), vietoje jose esančios varžos R_{i} reikia įrašyti varžą R_2. Diferencialinės varžos $r_{\text{iš g}}$ apskaičiavimo atveju ekvivalentinė grandinė (2.87 pav.) tampa sudėtingesnė, nes tarp varžų R_{i} ir $R_1||R_2$ yra nuosekliai įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (schemoje 2.87 pav. skiriamasis kondensatorius *C* neparodytas). Todėl išraiška (2.294) tampa dar sudėtingesnė:

$$r_{\text{iš g (C)}} = |(R_{\text{a}}||\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}})\cdot\{r_{\text{DS g}} + [(R_{\text{i}} + \boldsymbol{Z}_{\text{C}})||R_1||R_2||\boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})]\}/$$
$$/\{(R_{\text{a}}||\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}}) + r_{\text{DS g}} + [(R_{\text{i}} + \boldsymbol{Z}_{\text{C}})||R_1||R_2||\boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})]\}|, \tag{2.295}$$

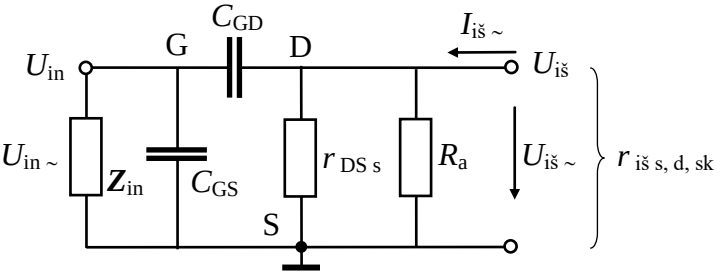
čia: $\boldsymbol{Z}_{\text{C}} = 1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C)$.

BI, BS ir IK stiprinimo pakopų atvejais (2.83 pav., b–d) turime:

$$\left.\begin{aligned} R_{\text{iš s, d, sk}} &\cong R_{\text{a}}\cdot R_{\text{DS s}}/(R_{\text{D, S}} + R_{\text{DS s}}), \\ r_{\text{iš s, d, sk}} &\approx R_{\text{a}}\cdot r_{\text{DS s}}/(R_{\text{D, S}} + r_{\text{DS s}}), \end{aligned}\right\} \tag{2.296}$$

čia varžų $r_{\text{DS s}}$ ir $R_{\text{DS s}}$ išraiškos yra pateiktos pirmoje dalyje ((1.287)–(1.291)).

Diferencialinės varžos $r_{\text{iš s, d, sk}}$ išraiška (2.296) yra apytikslė, nes galioja tik žemų dažnių ω diapazone, kai $\omega \le 2\cdot\pi\cdot 300$ kHz. Vidutinių ir aukštesnių dažnių ω diapazonuose, kai $\omega > 2\cdot\pi\cdot 300$ kHz, stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinėms varžoms didelę įtaką turi lauko tranzistoriaus T užtūros G talpa C_{G}. Todėl, pasinaudojus lauko tranzistoriaus T ekvivalentine schema (pirmoji d.– 1.109 pav.), BI, BS ir IK stiprinimo pakopas galima pavaizduoti supaprastinta ekvivalentine kintamosioms srovės $I_{\text{in, iš (~)}}$ ir įtampos $U_{\text{in, iš (~)}}$ grandine, kuri yra parodyta 2.88 pav.



2.88 pav. BI, BS ir IK stiprinimo pakopų supaprastinta ekvivalentinė kintamosioms srovės $I_{\text{in, iš (~)}}$ ir įtampos $U_{\text{in, iš (~)}}$ grandinė

2.88 pav. parodytoje BI, BS ir IK stiprinimo pakopų supaprastintoje ekvivalentinėje grandinėje įėjimo U_{in} varža $\boldsymbol{Z}_{\text{in}}$ priklauso nuo įėjimo U_{in} grandinę sudarančių *RC*– elementų parametrų. Kai stiprinimo pakopų įėjime U_{in} nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$, varža $\boldsymbol{Z}_{\text{in}} = R_1 R_{\text{i}} /(R_1 + R_{\text{i}})$ – realusis dydis, o kai pakopų įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$, varža $\boldsymbol{Z}_{\text{in}} = (R_{\text{i}} + \boldsymbol{Z}_{\text{C}})\cdot(R_1 \| R_2)/(R_{\text{i}} + \boldsymbol{Z}_{\text{C}} + R_1 \| R_2)$ – kompleksinis dydis, ir iš 2.88 pav. randame:

$$r_{\text{iš s, d, sk}} = \partial U_{\text{iš ~}}/\partial I_{\text{iš ~}} = |(R_{\text{a}} \| r_{\text{DS s}})[\boldsymbol{Z}_{\text{CGD}} + (\boldsymbol{Z}_{\text{in}} \| \boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})]/$$
$$/\{(R_{\text{a}} \| r_{\text{DS s}}) + \boldsymbol{Z}_{\text{CGD}} + (\boldsymbol{Z}_{\text{in}} \| \boldsymbol{Z}_{\text{CGS}})\}|. \qquad (2.297)$$

Gauta varžos $r_{\text{iš s, d, sk}}$ išraiška (2.297) taip pat yra gana sudėtinga, todėl analizinės išraiškos, dėl pernelyg griozdiško jos pavidalo, čia nepateiksime.

Jau minėjome, jog pagrindinė tranzistorinio stiprintuvo (stiprinimo pakopos) paskirtis – stiprinti kintamąjį, pavyzdžiui, harmoninį įėjimo signalą $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ($\boldsymbol{I}_{\text{in}}$). Akivaizdu, kad šios mokomosios priemonės pirmosios dalies 1.3.2 skyriuje pateiktos žemo dažnio ω įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įtampos stiprinimo diferencialinių koeficientų K_{u} ir galios K_{p} išraiškos įvairiose lauko tranzistoriaus T jungimo grandinėse tinka aprašyti atitinkamas stiprinimo pakopų schemas, kai dažniai ω žemi – iki $(2\cdot\pi\cdot 300)$ kHz: BU schemoje $K_{\text{u g}}$ (1.274), $K_{\text{p g}}$ (1.279); BI ir BS schemose $K_{\text{u s}}$ (1.297), $K_{\text{p s}}$ (1.302); IK schemoje su įžemintu apkrovos rezistoriumi R_{a} – $K^{*}_{\text{u d}}$ (1.318). Kita vertus, šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje parodėme, kad vidutiniams ir aukštesniems dažniams *f*, kai $f \ge 300$ kHz, būtina įskaityti lauko tranzistoriaus T parametrų priklausomybę nuo dažnio ω. Todėl stiprinimo pakopos įtampos ir galios stiprinimo diferencialinių koeficientų išraiškos atitinkamai $K_{\text{u}} = \partial U_{\text{iš ~}}/\partial U_{\text{in ~}}$ ir $K_{\text{p}} = P_{\text{iš ~}}/P_{\text{in ~}}$ įvairiose lauko tranzistoriaus T jungimo grandinėse turi būti parašytos taip, kad būtų įskaityta šių koeficientų $K_{\text{u, p}}$ priklausomybė nuo dažnio ω. To siekiant yra patogiausia taikyti vienpolio tranzistoriaus T įtampos stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}(\,\text{j}\cdot\omega)$ dažninę aproksimaciją (pirmoji d.– (1.376)), kurioje žemadažnė vertė $K_{\text{u o}}$ atitinka $K_{\text{u g}}$ (1.274) – BU schemoje, $K_{\text{u s}}$ (1.297) – BI ir BS schemose, ir $K^{*}_{\text{u d}}$ (1.318) – IK schemoje. Įvairių stiprinimo pakopų su lauko tranzistoriumi T įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}(\,\text{j}\cdot\omega)$ dažninės charakteristikos $K_{\text{u}}(\omega)$ savo pavidalu yra panašios į atitinkamų stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi dažnines charakteristikas $K_{\text{u b, e, k}}(\omega)$, kurios parodytos 2.73 pav., kai nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in}, ir atitinkamai 2.78 pav., kai stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$. Analogiškai darome išvadą: įvairių

stiprinimo pakopų su lauko tranzistoriumi T įtampos stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\rm u}(\mathrm{j}\cdot\omega)$ fazinės charakteristikos $\varphi_{\rm Ku}(\omega)$ savo pavidalu yra panašios į atitinkamų stiprinimo pakopų su dvipoliu tranzistoriumi T fazines charakteristikas $\varphi_{\rm Ku\ b,\ e,\ k}(\omega)$, kurios parodytos 1.77 pav., b, (pirmoji d.) ir 2.80 pav. b, kai nėra skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime $U_{\rm in}$, ir atitinkamai 2.79 pav. bei 2.81 pav., kai stiprinimo pakopos įėjime $U_{\rm in}$ yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$. Čia taip pat būtina pasakyti, jog įvairiose lauko tranzistoriaus T jungimo grandinėse (2.83 pav.) stiprinimo pakopos apkrovos rezistorius $R_{\rm a}$ yra šuntuojamas parazitinės talpos $C_{\rm GD}$ (2.87 pav.) arba parazitinės talpos $C_{\rm DS} \cong$ $\cong C_{\rm GD}\cdot C_{\rm GS}/(C_{\rm GD} + C_{\rm GS})$ (2.88 pav.). Todėl stiprinimo pakopos išėjime $U_{\rm iš}$ susidaro žemųjų dažnių RC– filtras (2.14 pav., b), kuris papildomai mažina įtampos stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $K_{\rm u}(\omega)$ aukštąjį ribinį dažnį $\omega_{\rm r\ a}$ aukštųjų dažnių ω srityje, kai $f \geq 300$ kHz. Šio parazitinio žemųjų dažnių RC– filtro įtaka aukštojo ribinio dažnio $\omega_{\rm r\ a}$ vertei yra įskaitoma per atitinkamos stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\rm iš}$ diferencialinės varžos $r_{\rm iš}$ dažninę priklausomybę:

$$r_{\rm iš}(\omega) \cong |R_{\rm a}/\{[R_{\rm a} + 1/(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_{\rm GD,\ DS})]\cdot\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_{\rm GD,\ DS}\}|, \qquad (2.297a)$$

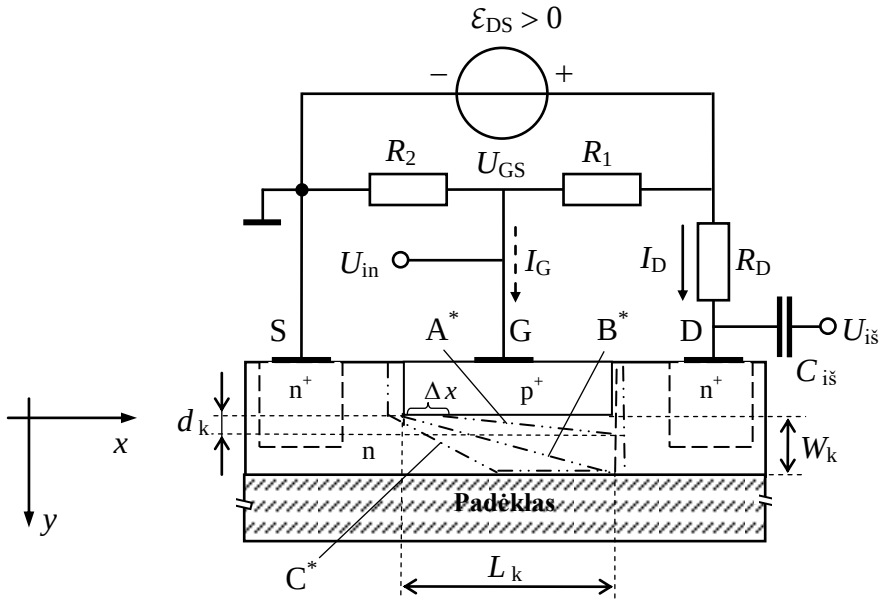
kurios vertė yra įstatoma į atitinkamas koeficiento $K_{\rm u}$ išraiškas (pirmoji d.– (1.274), (1.297) ir (1.318)) vietoje jose esančio apkrovos rezistoriaus $R_{\rm a}$ vertės.

Taigi, stiprinimo pakopos įėjime $U_{\rm in}$ didėjant signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ ($\boldsymbol{I}_{\rm in}$) dažniui ω, išėjimo $U_{\rm iš}$ varža $r_{\rm iš}(\omega) \cong R_{\rm a}/[1 + (\omega\cdot R_{\rm a}\cdot C_{\rm GD,\ DS})^2]^{1/2}$ – mažėja, dėl to mažėja $K_{\rm u}(\omega)$ ir kartu mažėja aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\rm r\ a}$. Tai yra parodyta dvipolio tranzistoriaus T atveju 2.78 pav. brūkšnine-taškine kreive. Kita vertus, būtina pasakyti, jog lauko tranzistorių parazitinės talpos dažniausiai yra daug mažesnės už dvipolių tranzistorių parazitines talpas. Todėl tai yra viena priežasčių, kodėl lauko tranzistorių aukštieji ribiniai dažniai $\omega_{\rm r\ a}$ aukštųjų dažnių ω srityje yra didesni.

Šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje parodėme, jog Šotkio lauko tranzistoriaus $\mathrm{T_Š}$ veika ir jo elektrinės charakteristikos bei savybės atitinka sandūrinį n– kanalo tranzistorių T. Todėl stiprinimo pakopos su Šotkio lauko tranzistoriumi $\mathrm{T_Š}$ yra jungiamos taip, kaip yra parodyta 2.83 pav. O įterpto arba indukuotojo n– arba p– kanalo MOP (MDP) tranzistoriai įvairiose jungimo schemose (stiprinimo pakopose) taip pat gali būti jungiami taip, kaip tai yra parodyta 2.83 pav. Tačiau šiuo atveju, analogiškai stiprinimo pakopoms su dvipoliu tranzistoriumi T (2.69 pav.), visose jungimo schemose su MOP tranzistoriumi taip pat galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{\rm DS}$ (2.83 pav., a), nes viena iš MOP tranzistorių ypatybių yra ta, kad įtampa $U_{\rm DS}$ tarp santakos D ir ištakos S gali būti abiejų poliškumų: ± ($U_{\rm DS} > 0$), arba μ ($U_{\rm DS} < 0$). Todėl tranzistoriaus T įtampos $U_{\rm DS}$ maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{\rm DS}$ poliškumą galima parinkti tokį, kad jis atitiktų normalią tranzistoriaus T veiką užduodančios užtūros įtampos $U_{\rm GS}$ poliškumą. Pavyzdžiui, BI schemoje (2.83 pav., b) su įterpto n– kanalo MOP tranzistoriumi T normalios veikos atveju užtūros įtampa $U_{\rm GS} \leq 0$, ir todėl parenkame $\mathcal{E}_{\rm DS} < 0$. Iš čia matome, jog prie šio maitinimo įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{\rm DS}$ prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 || R_2$ nustatoma tranzistoriaus T veikos taško įtampa $U_{\rm GS} =$ $= \mathcal{E}_{\rm DS}\cdot R_2/(R_1 + R_2) \leq 0$. Analogiškai stiprinimo pakopoje su indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriumi parenkame $\mathcal{E}_{\rm DS} > 0$, ir prie šio maitinimo įtampos $\mathcal{E}_{\rm DS}$ šaltinio prijungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 || R_2$ nustatoma tranzistoriaus T veikos taško įtampa $U_{\rm GS} \geq 0$ – atitinka indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriaus normalią veiką.

Visais atvejais stiprinimo pakopose su lauko tranzistoriumi T, esant tik vienam maitinimo įtampos šaltiniui $\mathcal{E}_{\rm DS}$, yra būtina atkreipti dėmesį į tai, kad normalią tranzistoriaus T veiką nustatanti užtūros įtampa $U_{\rm GS}$ visame tranzistoriaus T veikos įtampų ir srovių diapazone turi būti užtvarinės (atgalinės) krypties sandūrinio lauko tranzistoriaus T atveju ir normalią veiką užduodanti MOP (MDP) lauko tranzistorių atvejais. Tačiau dėl lauko tranzistoriaus T kanale tekančios santakos D srovės $I_{\rm D}$ įtampa $U_{\rm DS}$ pasiskirsto išilgai kanalo ir tai lemia anksčiau aprašytą kanalo nuskurdintosios srities storio $d_{\rm k}$ didėjimą santakos kontakto D kryptimi (pirmoji d.– 1.102 pav., b). Vykstant šiam reiškiniui, kai yra tik vienas maitinimo

įtampos šaltiniui $\mathcal{E}_{DS}$, gali būti taip, kad mažėjant srovei I_D, užtūros įtampa $U_{GS\,x}$ tam tikroje kanalo taško x srityje Δx prie tranzistoriaus T ištakos ominio kontakto S tampa tiesioginės krypties, ir todėl nebėra tenkinama tranzistoriaus T normalioji veika. Ši situacija yra parodyta 2.89 pav. sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus atveju.



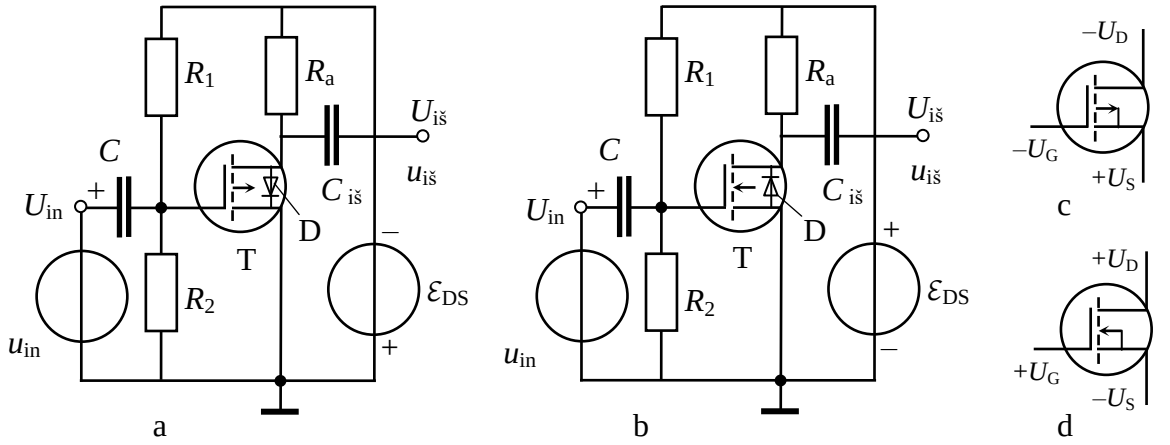
2.89 pav. Sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus BI grandinė su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{DS}$

Iš 2.89 pav. matome: esant pakankamai didelėms santakos D srovės I_D vertėms, visuose tranzistoriaus kanalo srities L_k taškuose x įtampa $U_{k\,S} > U_{GS} = \mathcal{E}_{DS} \cdot R_2 /(R_1 + R_2)$, t. y. užtūros G p^+–n sandūra yra „uždaryta“ ir tranzistoriaus T veika yra normali – pastovioji užtūros G srovė $I_G \cong 0$, o užtūros G p^+–n sandūros nuskurdintosios srities $d_k(x)$ būsena kanale atitinka situaciją C^*. Taigi, mažėjant srovei I_D, įtampa $U_{k\,S}$ taip pat mažėja, ir srovei I_D pasiekus minimalią vertę $I_{D\,min}$, kanalo srityje Δx prie ištakos kontakto S taške x įtampa $U_{S\,x} \leq$ $\leq U_{GS}$, dėl to dalis užtūros G p^+–n sandūros tampa „atidaryta“, ir todėl užtūros G srovė $I_G >$ > 0 – užtūros G p^+–n sandūros nuskurdintosios srities $d_k(x)$ būsena kanale atitinka situaciją B^*. Toliau mažėjant santako D srovei $I_D \leq I_{D\,min}$, užtūros G „atidaryta“ p^+–n sandūros sritis Δx plečiasi, ir todėl didėja pastovioji užtūros G srovė I_G – užtūros G p^+–n sandūros nuskurdintosios srities $d_k(x)$ būsena kanale atitinka situaciją A^* ir lauko tranzistorius T nebetenka normalios veikos. Iš čia matome, jog stiprinimo pakopų su lauko tranzistoriumi T, kuriose yra tik vienas maitinimo įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{DS}$, įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ amplitudžių $U_{o\,in}$ pokyčių diapazonas $\Delta U_{o\,in}$ yra apribotas.

Reikia pasakyti, kad lauko tranzistorių gamintojai indukuotojo n– arba p– kanalo MOP (MDP) tranzistorių atvejais kai kada tranzistoriaus darinyje įmontuoja apsauginius diodus D taip, kaip tai yra parodyta 2.89a pav., a ir b.

Iš 2.89a pav. matome, kad indukuotojo p– (a) ir n– (b) kanalo MOP (MDP) tranzistoriai T savo konstrukcijoje turintys šuntuojantį diodą D gali veikti tik su atitinkamo vieno poliškumo įtampa $\mathcal{E}_{DS}$, atitinkamai $\mathcal{E}_{DS} < 0$ (a) ir $\mathcal{E}_{DS} > 0$ (b). Taip pat yra ir tuo atveju, kai lauko tranzistoriaus darinyje gamintojas sujungia ištaką S su kristalo padėklų, tai parodyta tokio lauko tranzistoriaus žymenyse 2.89a pav. c ir d.

Čia taip pat pabaigai pasakysime, kad visose aptartose stiprinimo pakopose su vienpolių tranzistoriumi T prie apkrovos R_a išėjimo gnybtas $U_{iš}$ dažniausiai yra prijungiamas per išėjimo grandinės skiriamąjį kondensatorių $C_{iš}$ ir tai yra parodyta 2.89,a pav. Čia kondensatorius $C_{iš}$ atlieka tokia pat funkciją, kaip ir pakopose su dvipoliu tranzistoriumi, ir $C_{iš}$ talpa parenkama iš sąlygos $C_{iš} \cdot R^*_{in} > (2–5)/f_T$, čia f_T – vienpolio tranzistoriaus T BI pakopoje užtūros G srovės I_G stiprinimo ribinis dažnis (pirmoji d. – (1.386)).



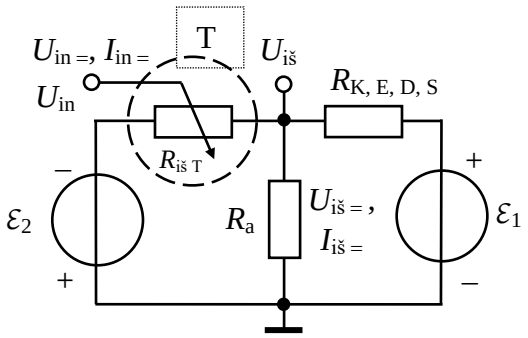
2.89a pav. BI stiprinimo pakopos su indukuotojo p– (a) ir n– (b) kanalo MOP (MDP) tranzistoriais T, turinčiais savo konstrukcijoje šuntuojančius diodus D

Labai plačiai elektronikoje yra taikomi siaurajuosčiai stiprintuvai, veikiantys santykinai siaurame dažnių diapazone $\Delta\omega = \omega_{\text{r a}} - \omega_{\text{r Ž}} = (20–100)$ kHz. Akivaizdu, kad tai dažniausiai realizuoja su rezonansiniu *RLC*– kontūru tranzistorinės pakopos apkrovoje, nes stiprinimo pakopos $K_{\text{u}} \cong R_{\text{a}} \cdot S \equiv Z_{\text{a}} \cdot S$, čia Z_{a} – reaktyviosios apkrovos impedansas; S – dvipolio arba vienpolio tranzistoriaus statumas. Iš čia išplaukia, kad *rezonansinės RLC– stiprinimo pakopos* $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ amplitudinė $K_{\text{u}}(\omega)$ ir fazinė $\varphi_{\text{Ku}}(\omega)$ dažninės charakteristikos atitinka $\boldsymbol{Z}_{\text{a}}$ atitinkamas charakteristikas (2.24 pav.–2.29 pav.). Čia pasakysime, kad rezonansinio *RLC*– kontūro fazinėje $\varphi_{\text{u}}(\omega)$ charakteristikoje būtina įskaityti atitinkamos stiprinimo pakopos fazinės $\varphi_{\text{Ku b, e, g, s}}(\omega)$ charakteristikos savybes. Todėl, kai poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažnis $\omega_{\text{in}} = \omega_{\text{o}} = (L \cdot C)^{-1/2}$– *RLC*– kontūro rezonansinis dažnis, išėjimo signalo $U_{\text{iš}}$ fazė $\varphi_{\text{Ku b, g}}(\omega_{\text{o}}) = 0$, o $\varphi_{\text{Ku e, s}}(\omega_{\text{o}}) = -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad.

2.1.2. Tiesiniai pastovaus (nuolatinio) signalo tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji pastovaus signalo stiprinimo pakopa)

Akivaizdu, kad visos anksčiau išnagrinėtos elementariosios stiprinimo pakopos be skiriamųjų kondensatorių $C = 0$ ir $C_{\text{iš}} = 0$ atitinkamai įėjime U_{in} ir išėjime $U_{\text{iš}}$ stiprina arba perduoda pastovųjį įėjimo signalą – įtampą $U_{\text{in}=}$ arba (ir) srovę $I_{\text{in}=}$. Tačiau šių stiprinimo pakopų išėjime $U_{\text{iš}}$, kad ir kokia būtų įėjimo signalo $U_{\text{in}=}$ arba (ir) $I_{\text{in}=}$ vertė, visada išėjime $U_{\text{iš}}$ pastovus signalas $|U_{\text{iš}=}| > 0$, arba $|I_{\text{iš}=}| > 0$ nėra lygus nuliui, o labai dažniai yra būtina užtikrinti įėjimo U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$ arba (ir) $I_{\text{in}=}$ vertės stiprinimo-perdavimo *normalią veiką*, kad, kai $U_{\text{in}=} = 0$ (arba (ir) $I_{\text{in}=} = 0$), tai ir $U_{\text{iš}=} = 0$ (arba (ir) $I_{\text{iš}=} = 0$), o kai $|U_{\text{in}=}| > 0$ (arba (ir) $|I_{\text{in}=}| > 0$), tai ir $|U_{\text{iš}=}| > 0$ (arba (ir) $|I_{\text{iš}=}| > 0$), čia signalas $U_{\text{iš}=}$ (arba (ir) $I_{\text{iš}=}$) gali būti neinvertuotas arba invertuotas. Akivaizdu, jog elementarioje stiprinimo pakopoje su vienu tranzistoriumi T (dvipoliu arba vienpoliu) ir tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}$, įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, stiprinimo-perdavimo normalios veikos realizuoti neįmanoma, nes visada $|U_{\text{iš}=}| > 0$ (arba (ir) $|I_{\text{iš}=}| > 0$). Pastovaus signalo stiprinimo normalią veiką galima pasiekti taikant du nepriklausomus maitinimo įtampų šaltinius $\mathcal{E}_1$ ir $\mathcal{E}_2$ taip, kaip tai yra parodyta ekvivalentinėje grandinėje 2.90 pav., čia dvipolis arba lauko tranzistorius T yra pakeistas įėjimo signalu $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, valdomu kintamuoju rezistoriumi – potenciometru $R_{\text{iš T}}$.

Iš 2.90 pav. matome, jog apkrovos rezistoriuje R_{a} išėjimo $U_{\text{iš}}$ pastovioji įtampa $U_{\text{iš}=}$, arba (ir) srovė $I_{\text{iš}=}$, savo verte ir poliškumu priklauso nuo tranzistoriaus T išėjimo varžos $R_{\text{iš T}}$ pastoviajai srovei. Ši varža skirtingose jungimo schemose su įvairiais tranzistoriais yra lygi:



2.90 pav. Įėjimo U_{in} pastovaus signalo $U_{in=}$, arba (ir) $I_{in=}$, stiprinimo pakopos, kai yra įjungtas vienas dvipolis arba vienpolis tranzistorius T ir du nepriklausomi maitinimo įtampų šaltiniai $\mathcal{E}_1$ ir $\mathcal{E}_2$, ekvivalentinė grandinė su valdomu kintamuoju rezistoriumi – potenciometru $R_{iš\,T}$

$R_{KB\,b}$ (pirmoji d.– (1.130) BB schemoje), $R_{KE\,e}$ (pirmoji d.– (1.155) BE schemoje), $R_{EK\,k}$ (pirmoji d.– (1.177) BK schemoje), $R_{DG\,g}$ (pirmoji d.– (1.268) BU schemoje), $R_{DS\,s}$ (pirmoji d.– (1.291) BI ir BS schemose). Dažniausiai nepriklausomi maitinimo įtampų šaltiniai $\mathcal{E}_{1,\,2}$ yra parenkami vienodų parametrų: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2| = \mathcal{E}$ ir $R_{i\,1} = R_{i\,2} = R_i$. Todėl, esant $U_{in=} = 0$, arba (ir) $I_{in=} = 0$, tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{iš\,o}, U_{iš\,o}\}$ yra parenkamas taip, kad būtų tenkinama akivaizdi sąlyga: $R_{iš\,T} = R_{K, E, D, S}$, ir iš čia gauname $U_{iš=} = 0$, o kartu ir $I_{iš=} = 0$. Akivaizdu, kad šis rezultatas yra pasiekiamas ir tada, kai $|\mathcal{E}_1| \neq |\mathcal{E}_2|$ ir $R_{i\,1} \neq R_{i\,2}$. Šiuo atveju tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{iš\,o}, U_{iš\,o}\}$ yra parenkamas taip, kad būtų tenkinama sąlyga:

$$|\mathcal{E}_2|/(R_{iš\,T} + R_{i\,2}) = |\mathcal{E}_1|/(R_{K, E, D, S} + R_{i\,1}). \qquad (2.297b)$$

Kita vertus, būtina pasakyti, jog 2.90 pav. parodytas sprendimas turi esminį trukumą – santykinai mažą naudingosios veikos koeficientą *nvk* (arba η), nes per maitinimo šaltinius $\mathcal{E}_{1,\,2}$ pastoviai teka santykinai didelės papildomos pastoviosios srovės $I_{1=}$ ir $I_{2=}$, kurios yra:

$$I_{1,\,2=} = (|\mathcal{E}_1| + |\mathcal{E}_2|)/(R_{iš\,T} + R_{K, E, D, S}), \qquad (2.297c)$$

ir šios srovės neturi įtakos išėjimo $U_{iš}$ pastoviųjų signalų $U_{iš=}$, arba (ir) $I_{iš=}$, vertėms.

Koeficiento η vertė yra randama iš santykio (pirmoji d.– (1.23)): naudingoji galia $P_n = I_{iš=} \cdot U_{iš=}$, palyginti su visa galia $P_\Sigma = I^*_{1=} \cdot |\mathcal{E}_1| + I^*_{2=} \cdot |\mathcal{E}_2|$:

$$\eta = P_n/P_\Sigma = I_{iš=} \cdot U_{iš=}/(I^*_{1=} \cdot |\mathcal{E}_1| + I^*_{2=} \cdot |\mathcal{E}_2|), \qquad (2.297d)$$

čia:

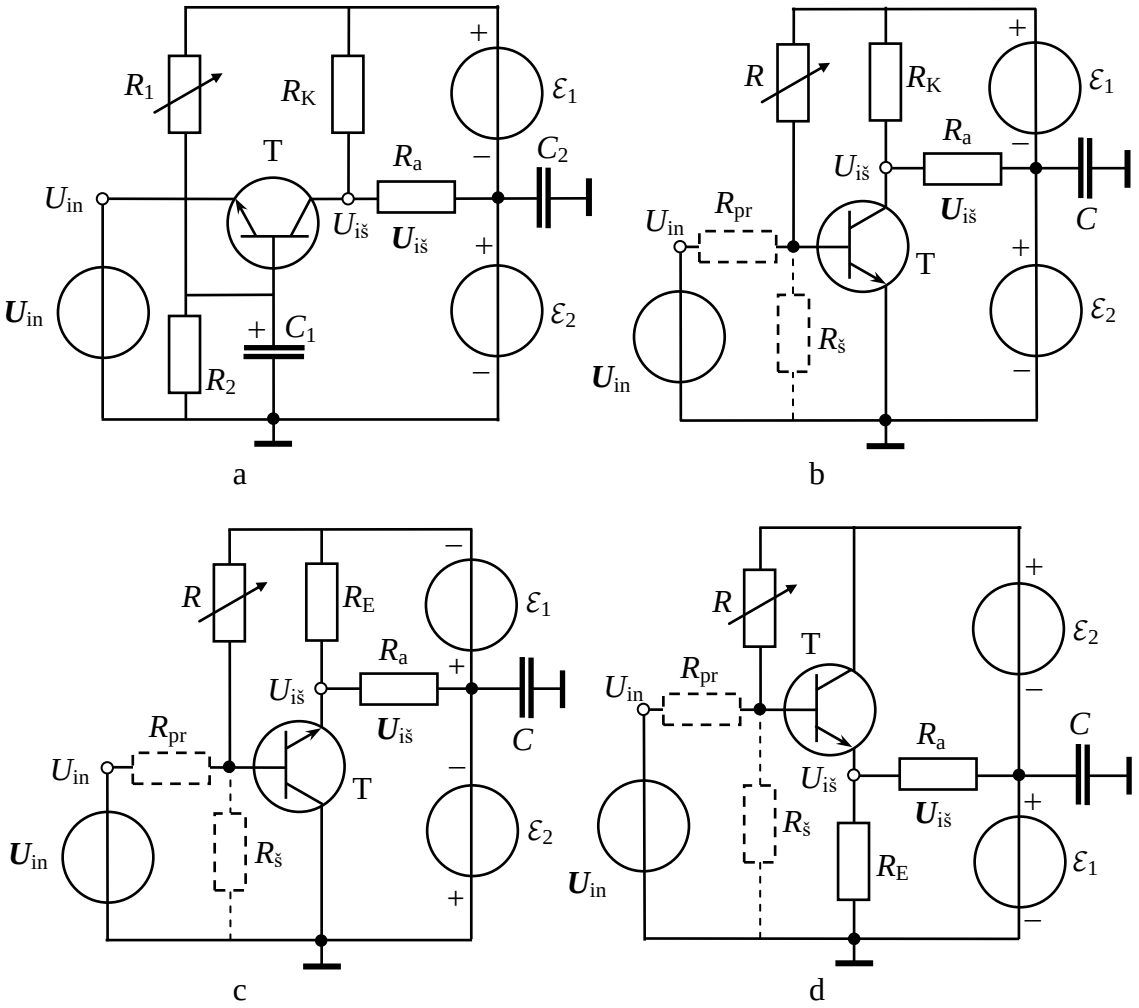
$$I^*_{1=} = I_{1=} + |\mathcal{E}_1|/(R_a + R_{K, E, D, S}),\ I^*_{2=} = I_{2=} + |\mathcal{E}_2|/(R_a + R_{iš\,T}), \qquad (2.297e)$$

ir iš čia gauname, jog maksimali (didžiausia) η vertė η_{max} yra:

$$\eta_{max} \cong R_a/(R_a + R_{K, E, D, S} + R_i) < 1. \qquad (2.297f)$$

Įėjimo U_{in} pastovaus signalo $U_{in=}$, arba (ir) $I_{in=}$, elementariosios stiprinimo pakopos su dvipoliu tranzistoriumi T, pavyzdžiui, n–p–n tipo, ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų šaltiniais $\mathcal{E}_1$ ir $\mathcal{E}_2$ yra parodytos 2.91 pav., o su lauko tranzistoriumi T, pavyzdžiui, sandūriniu atidarytuoju n– kanalu yra parodytos 2.92 pav.

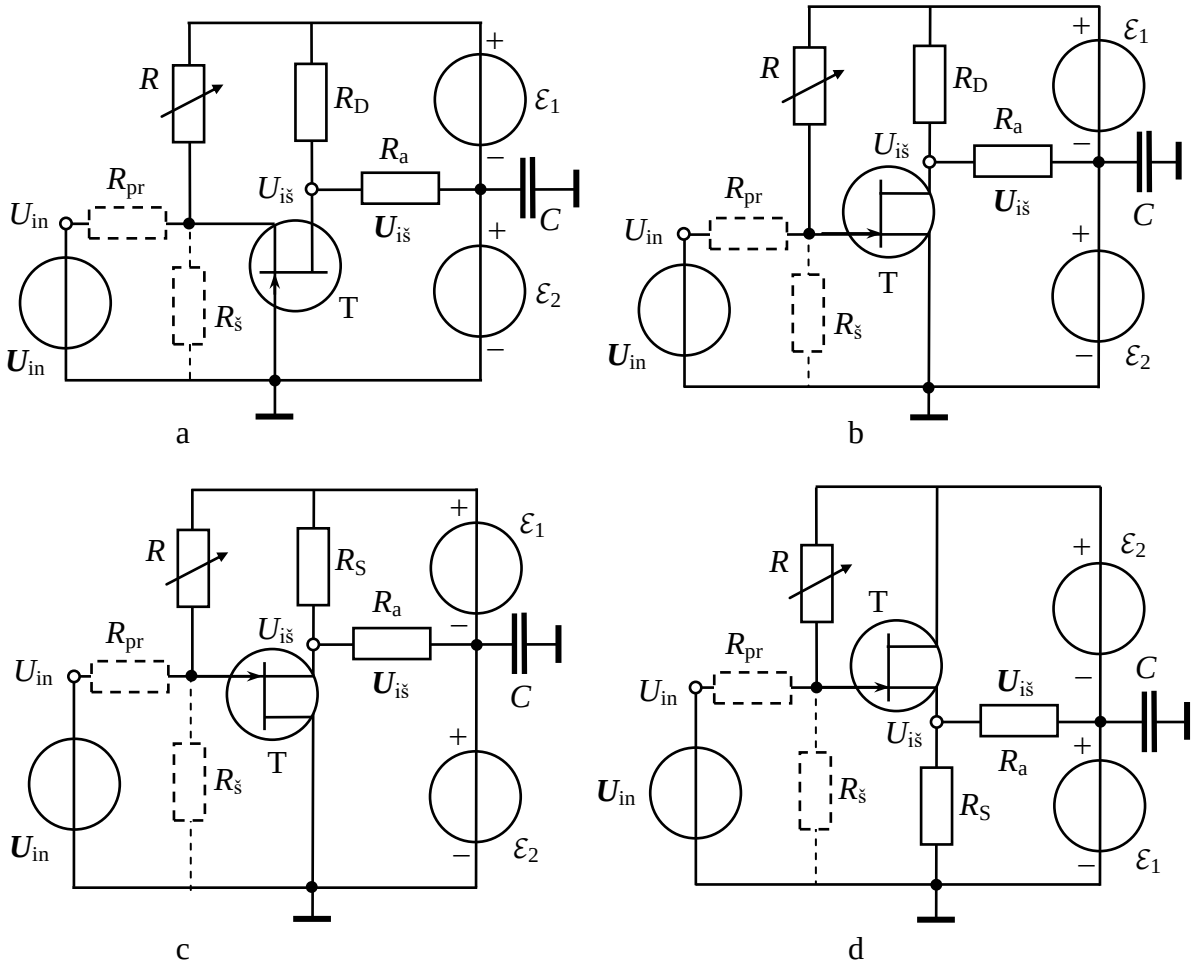
Iš 2.91 pav. ir 2.92 pav. pateiktų grandinių matome, jog, kai įėjime U_{in} nėra pastoviojo signalo $U_{in=} = 0$, arba (ir) $I_{in=} = 0$, išėjime $U_{iš}$ pastovioji įtampa $U_{iš=}$, o kartu ir $I_{iš=}$, yra nustatomi lygūs nuliui parenkant potenciometro R (arba R_1 – 2.91 pav., a) varžą. Varžos R vertė priklauso nuo įėjime U_{in} įjungto signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio vidaus varžos R_i. Kai vidaus varža R_i yra pernelyg maža (idealaus įtampos šaltinio atveju $R_i = 0$), tai tokiu atveju įėjime U_{in} prie įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio neįžeminto gnybto yra nuosekliai įjungiama papildoma prievaržė R_{pr}, kuri 2.91 pav. ir 2.92 pav. parodyta brūkšnine linija. Kai vidaus varža R_i yra pernelyg didelė (idealaus srovės šaltinio atveju $R_i = \infty$), prie įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio išėjimo gnybtų yra lygiagrečiai prijungiama papildoma šunto varža $R_š$, kuri 2.91 pav. ir 2.92 pav. parodyta brūkšnine linija. Taigi, esant $U_{in=} = 0$, arba (ir) $I_{in=} = 0$, stiprinimo pakopa yra suderinama



2.91 pav. Įėjimo U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, elementariosios stiprinimo pakopos su n–p–n dvipoliu tranzistoriumi T ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų $\mathcal{E}_1$ ir $\mathcal{E}_2$ šaltiniais: a – BB; b – BE; c – BK; d – EK

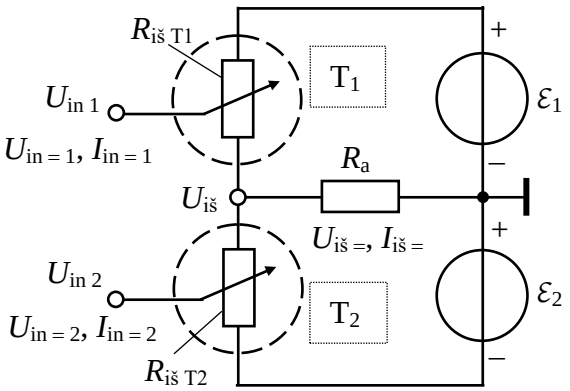
taip, kad, parenkant rezistorinio įtampos daliklio $R||R_{\text{i}}$ (arba $R_1||R_2$) parametrus, esant maitinimo šaltinių įtampoms $\mathcal{E}_{1,\,2}$, bei rezistorių R_{K}, R_{E}, R_{D} ir R_{S} vertėms, tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\text{iš o}}, U_{\text{iš o}}\}$ yra nustatomas apkrovos R^*_{a} tiesės viduryje – arti taško c (2.70 pav. b, 2.71 pav., b, 2.84 pav. ir 2.85 pav.), kartu išlaikant akivaizdžią sąlygą: $U_{\text{iš}=} \cong 0$, ir kartu $I_{\text{iš}=} \cong 0$. Čia $R^*_{\text{a}} \cong R_{\text{a}} \cdot R_{\text{K, E}} / (R_{\text{a}} + R_{\text{K, E}})$. Visiškai aišku, jog šiuo atveju, kintant $|U_{\text{in}=}| \geq 0$ ir $|I_{\text{in}=}| \geq 0$, išėjime $U_{\text{iš}}$ pastovusis signalas $U_{\text{iš}=}$ ir $I_{\text{iš}=}$ apkrovos varžoje R_{a} keičiasi taip pat: $|U_{\text{iš}=}| \geq 0$, arba (ir) $|I_{\text{iš}=}| \geq 0$, ir maitinimo šaltinių įtampų $\mathcal{E}_{1,\,2}$ bendro sujungimo taško – mazgo atžvilgiu keičia ženklą iš + į – arba atvirkščiai. Čia reikia pasakyti, kad išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ kitimo kryptis – fazė $\varphi_{\text{iš}}$ sutampa su įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ kitimo kryptimi – faze φ_{in}, kai turime neinvertuojančias stiprinimo pakopas – BB, BK, EK, BU, BS ir IK, ir šios fazės yra priešingos: $|\varphi_{\text{iš}} - \varphi_{\text{in}}| = 180^{\text{o}} \equiv \pi$ rad, kai turime invertuojančias stiprinimo pakopas BE ir BI.

Pagrindinis išnagrinėtų pastovaus įėjimo signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, elementariųjų stiprinimo pakopų trūkumas yra tai, jog apkrovos rezistorius R_{a} ir vienas iš maitinimo įtampų šaltinių $\mathcal{E}_1$ arba $\mathcal{E}_2$, nėra galvaniškai įžeminti, tai parodyta 2.90 pav., nes, įžeminus maitinimo įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ sujungimo bendrą tašką – mazgą, būtų užtrumpintas vienas iš maitinimo įtampų šaltinių $\mathcal{E}_2$ arba $\mathcal{E}_1$. Kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim}$ ($I_{\text{in}\sim}$) atveju šio trukumo nėra, nes kondensatorius C_2 (2.91 pav., a), arba kondensatoriai C kitose parodytose grandinėse (2.91 pav., 2.92 pav.) atlieka įžeminimo funkciją kintamajam signalui $U_{\text{iš}\sim}$ ($I_{\text{iš}\sim}$). Kita vertus, iš 2.90 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės akivaizdžiai matome, jog apkrovos rezistoriaus



2.92 pav. Įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{in\,=}$, arba (ir) $I_{in\,=}$, elementariosios stiprinimo pakopos su sandūriniu atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriumi T ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų $\mathcal{E}_{1,\,2}$ šaltiniais: a – BU, b – BI, c – BS, d – IK

R_a ir maitinimo įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ bendro sujungimo mazgo galvaninio įžeminimo sąlyga gali būti realizuota vietoj rezistoriaus $R_{K,\,E,\,D,\,S}$ įjungus antrą – papildomą tranzistorių T_2. Ši pastovaus įėjimo signalo $U_{in\,=}$, arba (ir) $I_{in\,=}$, stiprinimo elementarioji pakopa gali būti realizuota su dviem to paties arba skirtingo laidumo dvipoliais, arba lauko, tranzistoriais T_1 ir T_2, tai yra parodyta ekvivalentinėje grandinėje 2.93 pav.



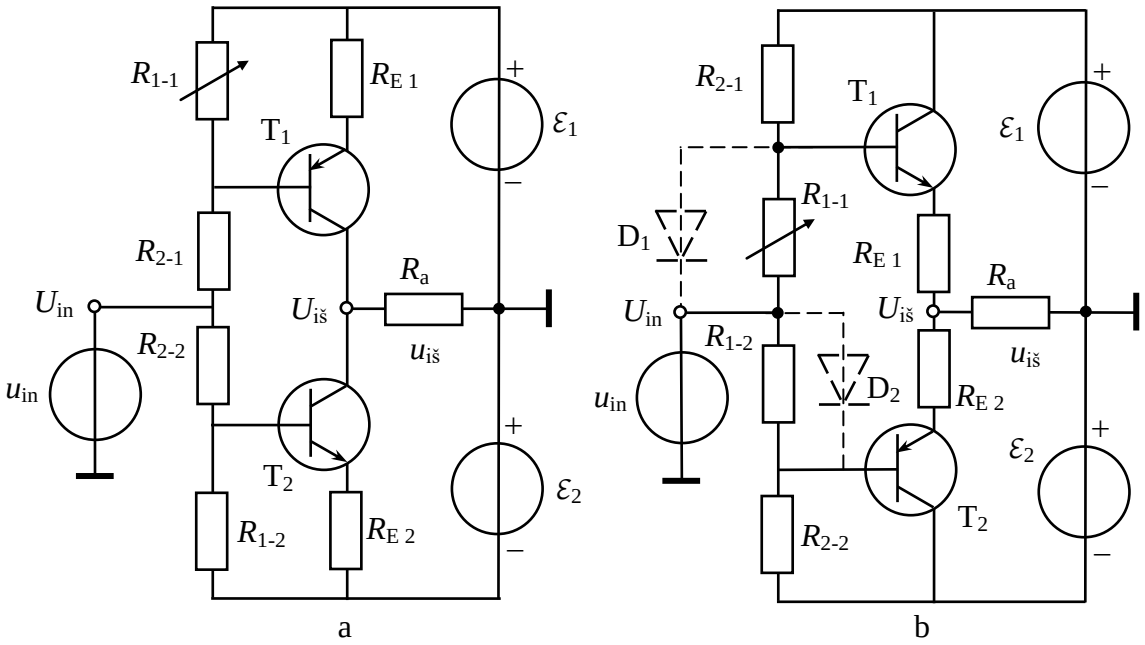
2.93 pav. Įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{in\,=}$, arba (ir) $I_{in\,=}$, elementariosios stiprinimo pakopos su dviem tranzistoriais $T_{1,\,2}$ ir dviem nepriklausomais maitinimo įtampų $\mathcal{E}_{1,\,2}$ šaltiniais ekvivalentinė grandinė

2.93 pav. parodyta stiprinimo pakopos grandinė yra *dvitaktės stiprinimo pakopos pamatinė schema*. Iš 2.93 pav. parodytos ekvivalentinės grandinės matome, jog visais atvejais, kai tranzistorių $T_{1,\,2}$ išėjimo varžos atitinkamai $R_{\text{iš T1, T2}}$ yra lygios – $R_{\text{iš T1}} = R_{\text{iš T2}}$, išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ pastovieji parametrai apkrovos varžoje R_{a} yra lygūs nuliui: $U_{\text{iš}\,=} = 0$ ir kartu $I_{\text{iš}\,=} = 0$. Taigi, iš čia darome išvadą: įėjime U_{in} kintant signalams $|U_{\text{in 1, 2}\,=}| \geq 0$, arba (ir) $|I_{\text{in 1, 2}\,=}| \geq 0$, išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$, arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$, apkrovos rezistoriuje R_{a} taip pat atitinkamai keisis: $|U_{\text{iš}\,=}| \geq 0$ arba (ir) $|I_{\text{iš}\,=}| \geq 0$, ir šis kitimo pobūdis priklausys nuo įėjimo U_{in} signalų $U_{\text{in 1}\,=}$ ir $U_{\text{in 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1}\,=}$ ir $I_{\text{in 2}\,=}$, tarpusavio kitimo vienas kito atžvilgiu bei tranzistorių $T_{1,\,2}$ laidumo tipo. Kai tranzistoriai $T_{1,\,2}$ vienodi, tai, esant vienodiems $U_{\text{in 1, 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1, 2}\,=}$ ($U_{\text{in 1}\,=} = U_{\text{in 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1}\,=} = I_{\text{in 2}\,=}$), turėsime *sinfazinį valdymo* (poveikio) atvejį, kurio metu gauname $U_{\text{iš}\,=} = 0$ ir kartu $I_{\text{iš}\,=} = 0$, nes vienodų tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės yra lygios: $R_{\text{iš T1}} = R_{\text{iš T2}}$. Kai įėjime U_{in} poveikio signalai $U_{\text{in 1, 2}\,=}$ yra priešingo poliškumo (fazių) ($U_{\text{in 1}\,=} = |-U_{\text{in 2}\,=}|$), turėsime *parafazinį* (*skirtuminį*) *valdymą* (poveikį), ir šiuo atveju gauname $|U_{\text{iš}\,=}| \geq 0$ ir kartu $|I_{\text{iš}\,=}| \geq 0$, mat vienodų tranzistorių $T_{1,\,2}$ išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės yra skirtingos: $R_{\text{iš T1}} \neq R_{\text{iš T2}}$, nes vienai iš jų didėjant arba mažėjant, kita atitinkamai mažėja arba didėja. Akivaizdu, jog šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_{a} yra gaunama išėjime $U_{\text{iš}}$ didžiausia signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ amplitudė $U_{\text{o iš max}} \cong$ $\cong |\mathcal{E}_{1,\,2}|$. Kai įėjime U_{in} signalai $U_{\text{in 1, 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1, 2}\,=}$, yra vienodo poliškumo (fazių), bet skirtingų verčių (amplitudžių) ($U_{\text{o in 1}\,=} > U_{\text{o in 2}\,=}$ arba $U_{\text{o in 1}\,=} < U_{\text{o in 2}\,=}$, bei analogiškai srovėms: $I_{\text{o in 1}\,=} > I_{\text{o in 2}\,=}$ arba $I_{\text{o in 1}\,=} < I_{\text{o in 2}\,=}$), tai šiuo atveju turime *nesimetrinį sinfazinį* valdymą (poveikį), kurio metu $|U_{\text{iš}\,=}| \geq 0$ ir kartu $|I_{\text{iš}\,=}| \geq 0$, nes vienodų tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės nėra lygios: $R_{\text{iš T1}} \neq R_{\text{iš T2}}$. Šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_{a} – išėjime $U_{\text{iš}}$ yra gaunama signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ mažesnė amplitudės vertė $U_{\text{o iš}} < |\mathcal{E}_{1,\,2}|$ ir $U_{\text{o iš}} \Rightarrow 0$, bei $I_{\text{o iš}} \Rightarrow 0$, kai $|U_{\text{o in 1}\,=} - U_{\text{o in 2}\,=}| \Rightarrow 0$ arba $|I_{\text{o in 1}\,=} - I_{\text{o in 2}\,=}| \Rightarrow 0$.

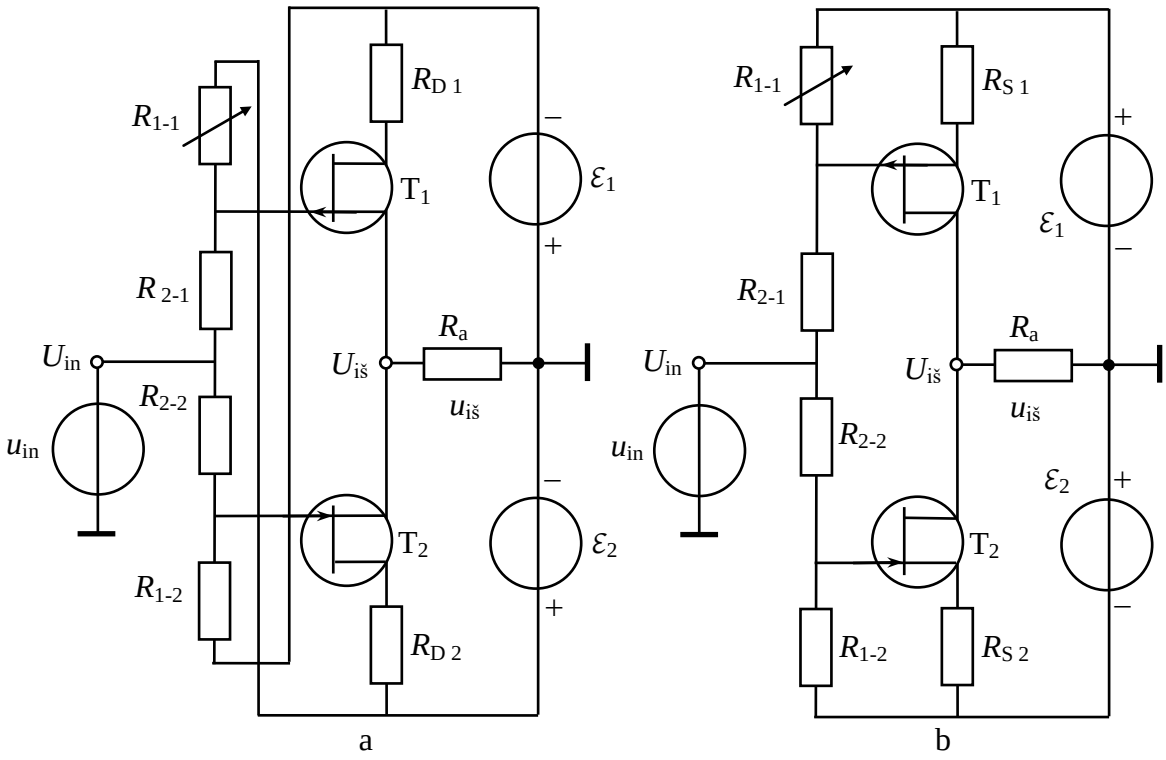
Kai 2.93 pav. parodytoje ekvivalentinėje grandinėje tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra skirtingo laidumo (dvipolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju n–p–n (T_1) ir p–n–p (T_2), arba atvirkščiai, o lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju, pavyzdžiui, sandūrinis atidaryto n– kanalo (T_1) ir atidaryto p– kanalo (T_2), arba atvirkščiai), tai, esant vienodiems $U_{\text{o in 1, 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{o in 1, 2}\,=}$ ($U_{\text{o in 1}\,=} = U_{\text{o in 2}\,=}$ arba (ir) $I_{\text{o in 1}\,=} = I_{\text{o in 2}\,=}$) turime *sinfazinį valdymo* atvejį ir todėl gauname $|U_{\text{iš}\,=}| \geq 0$, ir kartu $|I_{\text{iš}\,=}| \geq$ ≥ 0, nes šiuo atveju skirtingų tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės yra skirtingos: $R_{\text{iš T1}} \neq R_{\text{iš T2}}$, ir vienai iš jų didėjant arba mažėjant, kita atitinkamai mažėja arba didėja. Akivaizdu, jog šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_{a} yra gaunama išėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ didžiausia amplitudė $U_{\text{o iš max}} \cong |\mathcal{E}_{1,\,2}|$. Kitu atveju, kai įėjime U_{in} signalai $U_{\text{in 1, 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1, 2}\,=}$, yra priešingo poliškumo (fazių) ($U_{\text{in 1}\,=} = |-U_{\text{in 2}\,=}|$, arba (ir) $I_{\text{in 1}\,=} =$ $= |-I_{\text{in 2}\,=}|$), *valdymas yra parafazinis* (skirtuminis), ir todėl gauname $U_{\text{iš}\,=} \cong 0$ ir kartu $I_{\text{iš}\,=} \cong 0$, nes šiuo atveju skirtingų tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės yra apytiksliai lygios: $R_{\text{iš T1}} \cong R_{\text{iš T2}}$. Kai įėjime U_{in} signalai $U_{\text{in 1, 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in 1, 2}\,=}$, yra priešingo poliškumo (fazių), bet skirtingų verčių (amplitudžių) ($U_{\text{o in 1}\,=} > U_{\text{o in 2}\,=}$ arba $U_{\text{o in 1}\,=} < U_{\text{o in 2}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{o in 1}\,=} > I_{\text{o in 2}\,=}$ arba $I_{\text{o in 1}\,=} < I_{\text{o in 2}\,=}$), turime *nesimetrinį parafazinį* (skirtuminį) valdymą, ir todėl $|U_{\text{iš}\,=}| \geq 0$ bei $|I_{\text{iš}\,=}| \geq 0$, nes skirtingų tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ momentinės vertės nėra lygios: $R_{\text{iš T1}} \neq R_{\text{iš T2}}$. Šiuo atveju apkrovos rezistoriuje R_{a} yra gaunama išėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ mažesnė amplitudė $U_{\text{o iš}} < |\mathcal{E}_{1,\,2}|$, ir $U_{\text{o iš}} \Rightarrow 0$, bei srovė $I_{\text{o iš}} \Rightarrow 0$, kai įėjime U_{in} poveikio signalų skirtumas $|U_{\text{in 1}\,=} - U_{\text{in 2}\,=}| \Rightarrow 0$ arba (ir) $|I_{\text{in 1}\,=} - I_{\text{in 2}\,=}| \Rightarrow 0$.

Dažniausiai yra siekiama, kad pastovaus įėjimo signalo $U_{\text{in}\,=}$ arba (ir) $I_{\text{in}\,=}$ poveikyje, stiprinimo pakopos išėjime $U_{\text{iš}}$ būtų gaunama didžiausios amplitudės išėjimo – reakcijos signalas $\pm U_{\text{iš o max}}$ arba (ir) $\pm I_{\text{iš o max}}$, kai įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$, šaltinis yra galvaniškai įžemintas. Todėl iš čia ir anksčiau išnagrinėtų 2.93 pav. parodytų ekvivalentinių grandinių savybių kyla galimos įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}\,=}$, arba (ir) $I_{\text{in}\,=}$, elementariosios stiprinimo pakopos su dviem tranzistoriais $T_{1,\,2}$ bei diem nepriklausomais

maitinimo įtampos šaltiniais $\mathcal{E}_{1,\,2}$ principinės elektroninės schemos, kurių įvairūs variantai yra parodyti 2.94 pav. dvipolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju, ir 2.95 pav. – vienpolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju.



2.94 pav. Įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, elementariosios stiprinimo pakopos principinės elektroninės grandinės su dviem nepriklausomais maitinimo įtampos šaltiniais $\mathcal{E}_{1,\,2}$ ir su dviem skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$, įjungtais BE (a) ir BK (b) schemose



2.95 pav. Įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, elementariosios stiprinimo pakopos principinės elektroninės grandinės su dviem nepriklausomais maitinimo įtampos šaltiniais $\mathcal{E}_{1,\,2}$ ir su dviem sandūriniais skirtingo laidumo atidarytaisiais kanalais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$, įjungtais IK (BS) (a) ir BI (b) schemose

Elementariųjų stiprinimo pakopų su skirtingo laidumo tranzistoriais $T_{1,\,2}$ veika yra akivaizdi iš jų principinių schemų 2.94 pav., a, b, ir 2.95 pav.

Iš 2.94 pav., a, b, ir 2.95 pav. matome: įėjime U_{in} veikiant atitinkamo poliškumo signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$, vienas iš tranzistorių $T_{1,\,2}$ atsidaro, o kitas tuo metu užsidaro. Tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{\text{iš o}},\ U_{\text{iš o}}\}$ apkrovos R_{a} tiesėje yra nustatomi parenkant atitinkamų rezistorinių įtampos daliklių $R_{1\text{-}1}||R_{2\text{-}1}$ ir $R_{1\text{-}2}||R_{2\text{-}2}$ parametrus bei maitinimo šaltinių įtampų $\mathcal{E}_{1,\,2}$ vertes taip, kad būtų tenkinama sąlyga: $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \Rightarrow 0$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{iš}} \Rightarrow 0$, kai $\boldsymbol{U}_{\text{in}} \Rightarrow 0$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}} \Rightarrow 0$. Čia reikia pasakyti, kad energetiniu požiūriu naudingiausia, kai, įėjime U_{in} nesant įėjimo signalo: $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in}} = 0$, per tranzistorius $T_{1,\,2}$ neteka arba teka santykinai labai mažos pastoviosios srovės. Todėl tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{\text{iš o}},\ U_{\text{iš o}}\}$ apkrovos R_{a} tiesėje yra nustatomi arti atkirtos taško a (2.71 pav., b, ir 2.85 pav.), o kintamosios varžos $R_{1\text{-}1}$ (potenciometro) vertė yra parenkama iš balanso sąlygos: $U_{\text{iš}=} \cong 0$ arba $I_{\text{iš}=} \cong 0$, kai $U_{\text{in}=} \Rightarrow 0$ arba $I_{\text{in}=} \Rightarrow 0$. Čia būtina pasakyti, kad apkrovos tiesei R_{a} turi įtakos tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų išėjimo varžų $R_{\text{iš T1, T2}}$ vertės, ir bendru atveju apkrovos varža $R^{*}_{\text{a}\,1}$ pirmajam tranzistoriui T_1 bei apkrovos varža $R^{*}_{\text{a}\,2}$ antrajam tranzistoriui T_2 yra:

$$R^{*}_{\text{a}\,1,\,2} = (R_{\text{iš T2, T1}} + R_{\text{E, D}\,2,\,1})||R_{\text{a}} = (R_{\text{iš T2, T1}} + R_{\text{E, D}\,2,\,1})\cdot R_{\text{a}}/(R_{\text{iš T2, T1}} + R_{\text{E, D}\,2,\,1} + R_{\text{a}}), \quad (2.297\text{g})$$

čia: $R_{\text{iš T1, T2}} = R_{\text{KE e}}$ (pirmoji d.– (1.155)) – stiprinimo pakopoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.94 pav.); $R_{\text{iš T1, T2}} = R_{\text{DS s}}$ (pirmoji d.– (1.291)) – stiprinimo pakopoje su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.95 pav.).

Rezistorių $R_{\text{E}\,1,\,2}$ (2.94 pav., a, b), $R_{\text{D}\,1,\,2}$ ir $R_{\text{S}\,1,\,2}$ (2.95 pav.) paskirtis – apsaugoti stiprinimo pakopos išėjimą $U_{\text{iš}}$ trumpojo jungimo atveju, kai apkrovos varža $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$, ir iš čia kyla šių rezistorių varžos vertė:

$$R_{\text{E}\,1,\,2;\ \text{D}\,1,\,2;\ \text{S}\,1,\,2} \geq \mathcal{E}_{1,\,2}/I_{\text{K max; D s max}} - R_{\text{KE e min; DS s min}}, \quad (2.297\text{h})$$

čia: $I_{\text{K max; D s max}}$ – maksimali dvipolio tranzistoriaus T kolektoriaus K arba lauko tranzistoriaus T santakos D pastovioji srovė; $R_{\text{KE e min; DS s min}}$ – visiškai „atidaryto“ tranzistoriaus minimali varža tarp kolektoriaus K ir emiterio E arba tarp santakos D ir ištakos S, tekant pastoviajai srovei (pirmoji d.– (1.155), (1.291)).

Įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, stiprinimo pakopos su vienodo laidumo tranzistoriais $T_{1,\,2}$, pavyzdžiui, p–n–p dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ arba n– kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$, realizuojant 2.93 pav. parodytą grandinę vieną iš tranzistorių, sakysime, T_1, tenka įjungti, pavyzdžiui, BE arba BI schemoje, o kitą tranzistorių T_2 tenka įjungti BK arba BS schemoje. Todėl, kai tranzistoriai $T_{1,\,2}$ vienodi, 2.93 pav. parodytą grandinę realizuoti faktiškai neįmanoma dėl pernelyg skirtingų BE ir BK arba BI ir BS schemų elektrinių savybių. Šiai problemai spręsti, įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$, arba (ir) $I_{\text{in}=}$, stiprinimo pakopa su vienodo laidumo tranzistoriais $T_{1,\,2}$ yra realizuojama *diferencinio* (*skirtuminio*) *stiprintuvo* pagrindu.

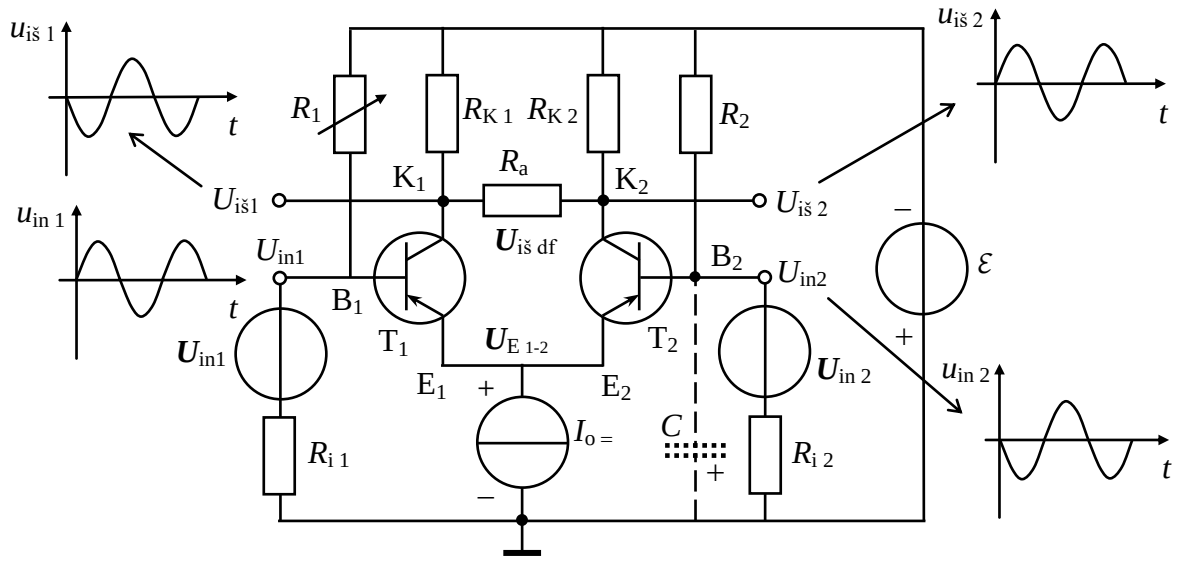
Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pamatinė principinė schema su vienodais, tarkime, p–n–p dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$, yra pateikta 2.96 pav., a, o su vienodais, pavyzdžiui, atidarytaisiais n– kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ yra pateikta 2.96 pav., b.

2.96 pav. parodytos grandinės dar yra vadinamos *srovės* ($I_{\text{o}=}$) *perjungimo schema*.

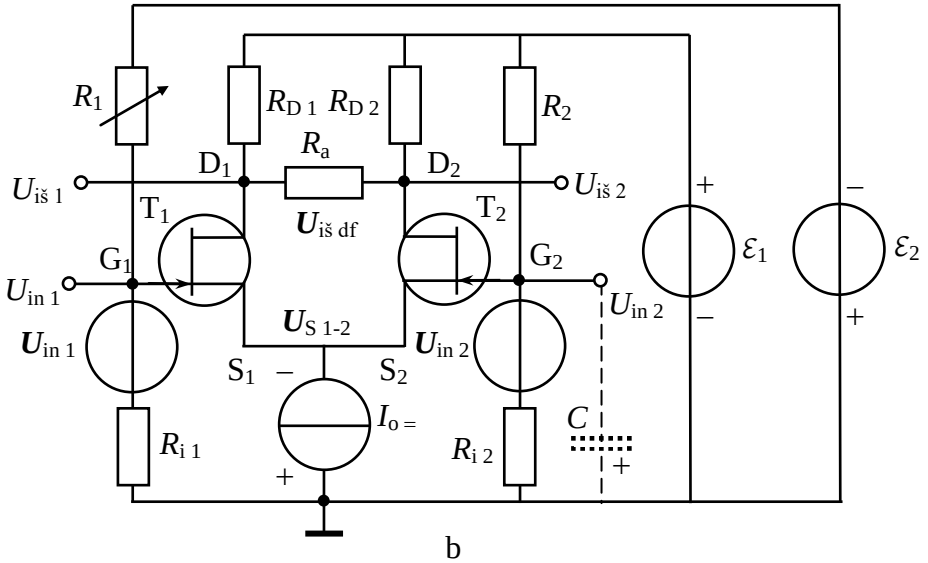
Iš 2.96 pav. matome: diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo apkrovos rezistorius R_{a} nėra įžemintas, todėl atitinka *diferencinę apkrovą*, ir kai kada tai yra vienas pagrindinių šios schemos trūkumų. Anksčiau, nagrinėdami 2.93 pav. pateiktos grandinės veiką, parodėme, jog išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}}$ diferencinės apkrovos rezistoriuje R_{a} kitimo pobūdis priklauso nuo įėjimuose $U_{\text{in}\,1,\,2}$ signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$ tarpusavio kitimo vienas kito atžvilgiu. Dažniausiai įėjimų $U_{\text{in}\,1,\,2}$ signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$ atitinkami dažniai ω_1 ir ω_2 yra vienodi: $\omega_1 = \omega_2 = \omega$. Šiuo atveju išnagrinėsime du galimus signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$ padavimo į diferencinio stiprintuvo atitinkamus įėjimus $U_{\text{in}\,1}$ ir $U_{\text{in}\,2}$ būdus:

1 – *parafazinis* (skirtuminis) atvejis, kai $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1} = -\boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$;

2 – *sinfazinis* atvejis, kai $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1} = \boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$.



a



b

2.96 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienodais, pavyzdžiui, p–n–p dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ pamatinė principinė schema (a) ir su vienodais, pavyzdžiui, atidarytojo n– kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ pamatinė principinė schema (b) (srovės $I_{o=}$ perjungimo schema)

Parafazinio poveikio atveju kiekvienu laiko momentu t tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamas bazes $B_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) arba užtūras $G_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) veikia vienodų amplitudžių $U_{o\,in\,1} = U_{o\,in\,2}$ ir skirtingo poliškumo poveikio signalai $\boldsymbol{U}_{in\,1} = -\boldsymbol{U}_{in\,2}$. Jų laikinės t diagramos yra parodytos 2.96 pav. be bazių $B_{1,\,2}$ atitinkamų pastoviųjų įtampų $U_{B\,1,\,2\,o}$ bei užtūrų $G_{1,\,2}$ atitinkamų įtampų $U_{G\,1,\,2\,o}$ sandų. Akivaizdu, kad vienas tranzistorių $T_{1,\,2}$, pavyzdžiui, T_1 (2.96 pav., a), yra „uždaromas“, o T_2 tuo pačiu metu yra „atidaromas“. 2.96 pav., b, parodytoje schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ turime atvirkščią situaciją – T_1 yra „atidaromas“, o T_2 – „uždaromas“. Nesant įėjimo signalų $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2} = 0$, tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{iš\,o}, U_{iš\,o}\}$ atitinkamais rezistoriniais įtampos dalikliais $R_{i\,1,\,2}||R_{1,\,2}$ yra nustatomi apkrovos R_K (arba R_D) tiesės viduryje – taške c (2.70 pav. b, ir 2.84 pav.), ir todėl tranzistorių T_1 ir T_2 atitinkamų pastoviųjų srovių $I_{K\,1}$ ir $I_{K\,2}$, arba $I_{D\,1}$ ir I_D, vertės yra lygios ir tenkina *srovių balanso sąlygą*:

$$I_{K\,1\,o} = I_{K\,2\,o} = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}/2 \quad \text{arba} \quad I_{D\,1\,o} = I_{D\,2\,o} = I_{o=}/2, \quad (2.297i)$$

čia $\alpha_{o\,1,\,2}$ – atitinkamai dvipolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ pastoviosios srovės perdavimo

koeficientai (pirmoji d.– (1.107), (1.109)).

Čia reikia pasakyti, jog bendru atveju, tenkinant sąlygas (2.297i), įtampos $U_{\mathrm{B}\,1,\,2\,\mathrm{o}}$ arba $U_{\mathrm{G}\,1,\,2\,\mathrm{o}}$ nėra atitinkamai lygios: $U_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{o}} \neq U_{\mathrm{B}\,2\,\mathrm{o}}$ ir $U_{\mathrm{G}\,1\,\mathrm{o}} \neq U_{\mathrm{G}\,2\,\mathrm{o}}$, nes $\alpha_{\mathrm{o}\,1} \neq \alpha_{\mathrm{o}\,2}$, arba $U_{\mathrm{s}\,1} \neq$ $\neq U_{\mathrm{s}\,2}$, čia $U_{\mathrm{s}\,1,\,2}$ – atitinkamai lauko tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ užtūrų $\mathrm{G}_{1,\,2}$ slenkstinės įtampos. Taip pat reikia pasakyti, kad bendru atveju tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ apkrovos varža $R^{*}_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}$, o kartu ir apkrovos tiesė skiriasi nuo $R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}$ vertės ir yra išreiškiama taip:

$$R^{*}_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2} = R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}\cdot(R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2} + R_{\mathrm{a}})/(2\cdot R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2} + R_{\mathrm{a}}) \cong R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}, \quad (2.297\mathrm{j})$$

čia apytikslė lygybė parašyta, kai $R_{\mathrm{a}} >> R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}$.

Kai yra tenkinama sąlyga (2.297i), tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) arba santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) išėjimų $U_{\mathrm{iš}\,1,\,2}$ atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1} = -\,\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,2}$, ir atitinkamai $U_{\mathrm{iš}\,1\,\mathrm{o}} = U_{\mathrm{iš}\,2\,\mathrm{o}}$, čia įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1,\,2}$ ir $U_{\mathrm{iš}\,1,\,2\,\mathrm{o}}$ yra matuojamos „žemės“ atžvilgiu. Ši situacija yra vadinama *balanso sąlyga*, nes šiuo atveju diferencinėje apkrovoje R_{a} pastovioji diferencinė (skirtuminė) išėjimo įtampa $U_{\mathrm{iš\,df}} = U_{\mathrm{iš}\,1\,\mathrm{o}} - U_{\mathrm{iš}\,2\,\mathrm{o}} \cong 0$. Čia pasakysime, kad ši situacija atitinka Vitstono tiltelio balanso sąlygą (2.111), nes diferencinio stiprintuvo akrovų rezustoriai $R_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ arba $R_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ su atitinkamis tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ sudaro Vitstono tiltelio schemą (2.34 pav.). Dažniausiai to paties tipo (markės) tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ elektriniai parametrai nėra visiškai tapatūs, todėl balanso sąlyga $U_{\mathrm{iš\,df}} \cong 0$ yra nustatoma parenkant vieno iš rezistorinių įtampos daliklių $R_{\mathrm{i}\,1,\,2}||R_{1,\,2}$ parametrus, pavyzdžiui, tranzistoriaus T_1. Čia balansas yra gaunamas potenciometru R_1. Dar būtina pasakyti, jog yra ir kitų skirtuminio stiprintuvo balansavimo būdų, kuriuos aptarsime vėliau. Taigi, esant parafaziniam poveikiui $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1} =$ $= -\,\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,2}$, tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamos varžos $R_{\mathrm{KE\,e}\,1,\,2}$ (pirmoji d.– (1.155)), arba $R_{\mathrm{DS\,s}\,1,\,2}$ (pirmoji d.– (1.291)) kinta skirtingai – vieno jų, pavyzdžiui, T_1 (2.96 pav., a), didėja, o kito – T_2 tuo pat metu mažėja (2.96 pav., b, parodytu atveju su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ – atvirkščiai). Dėl šio proceso tiesiogiai proporcingai tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamų varžų $R_{\mathrm{KE\,e}\,1,\,2}$ (arba $R_{\mathrm{DS\,s}\,1,\,2}$) atitinkamiems pokyčiams $\Delta R_{\mathrm{KE\,e}\,1,\,2}$ (arba $\Delta R_{\mathrm{DS\,s}\,1,\,2}$), kinta srovių $\boldsymbol{I}_{\mathrm{K}\,1}$ ir $\boldsymbol{I}_{\mathrm{K}\,2}$ (arba $\boldsymbol{I}_{\mathrm{D}\,1}$ ir $\boldsymbol{I}_{\mathrm{D}\,2}$) momentinės vertės:

$$i_{\mathrm{K}\,1} = I_{\mathrm{K}\,1\,\mathrm{o}} - \Delta I_{\mathrm{K}} = \alpha_{\mathrm{o}\,1,\,2}\cdot I_{\mathrm{o}=}/2 - \Delta I_{\mathrm{K}}, \quad (2.298\mathrm{a})$$

$$i_{\mathrm{K}\,2} = I_{\mathrm{K}\,2\,\mathrm{o}} + \Delta I_{\mathrm{K}} = \alpha_{\mathrm{o}\,1,\,2}\cdot I_{\mathrm{o}=}/2 + \Delta I_{\mathrm{K}}, \quad (2.298\mathrm{b})$$

arba schemoje (2.96 pav., b) su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$, atitinkamai:

$$\left.\begin{aligned} i_{\mathrm{D}\,1} &= I_{\mathrm{D}\,1\,\mathrm{o}} + \Delta I_{\mathrm{D}} = I_{\mathrm{o}=}/2 + \Delta I_{\mathrm{D}}, \\ i_{\mathrm{D}\,2} &= I_{\mathrm{D}\,2\,\mathrm{o}} - \Delta I_{\mathrm{D}} = I_{\mathrm{o}=}/2 - \Delta I_{\mathrm{D}}, \end{aligned}\right\} \quad (2.299)$$

čia:

$$\Delta I_{\mathrm{K}} = \alpha_{\mathrm{o}\,1,\,2}\cdot I_{\mathrm{o}=}\,\Delta R_{\mathrm{KE\,e}}/[2\cdot(R_{\mathrm{KE\,e\,o}} + R_{\mathrm{K}\,1,\,2})], \quad (2.299\mathrm{a})$$

schemoje su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav., a);

$$\Delta I_{\mathrm{D}} = I_{\mathrm{o}=}\,\Delta R_{\mathrm{DS\,s}}/[2\cdot(R_{\mathrm{DS\,s\,o}} + R_{\mathrm{D}\,1,\,2})], \quad (2.299\mathrm{b})$$

schemoje su lauko tranzistoriais (2.96 pav., b), čia dydžiai $R_{\mathrm{KE\,e\,o}}$, arba $R_{\mathrm{DS\,s\,o}}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamos varžos $R_{\mathrm{KE\,e}\,1,\,2}$, arba $R_{\mathrm{DS\,s}\,1,\,2}$ vertė veikos taške c.

Pateiktų srovės pokyčių $\Delta I_{\mathrm{K,\,D}}$ išraiškos yra lengvai gaunamos, taikant tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ arba santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ ir jų apkrovos rezistorių $R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}$ sudarytam kontūrui antrąją Kirchhofo taisyklę.

Srovių $i_{\mathrm{K}\,1}$ ir $i_{\mathrm{K}\,2}$ (arba $i_{\mathrm{D}\,1}$ ir $i_{\mathrm{D}\,2}$) atitinkami pokyčiai $\pm\,\Delta I_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ (arba $\pm\,\Delta I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$) atitinkamuose rezistoriuose $R_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ (arba $R_{\mathrm{D}\,1,\,2}$) sukuria atitinkamas įtampas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1,\,2}$, kurių atitinkamos amplitudės $U_{\mathrm{o\,iš}\,1,\,2} = \Delta I_{\mathrm{K,\,D}}\cdot R_{\mathrm{K}\,1,\,2;\,\mathrm{D}\,1,\,2}$. Šių įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1,\,2}$ atitinkamos fazės $\varphi_{\mathrm{iš}\,1,\,2}$ įėjimuose $U_{\mathrm{in}\,1,\,2}$ esančių signalų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1,\,2}$ fazių $\varphi_{\mathrm{in}\,1,\,2}$ atžvilgiu, yra parodytos 2.96 pav. parafazinio harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1} = -\,\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,2}$ atveju. Iš 2.96 pav. matome: išėjime $U_{\mathrm{iš}\,1}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1}$ fazė $\varphi_{\mathrm{iš}\,1\text{-}1}$ poveikio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1}$ fazės $\varphi_{\mathrm{in}\,1}$ atžvilgiu yra priešinga: $|\varphi_{\mathrm{iš}\,1\text{-}1} - \varphi_{\mathrm{in}\,1}| =$ $= 180^{\mathrm{o}} \equiv \pi$ rad, o išėjime $U_{\mathrm{iš}\,2}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,2}$ fazė $\varphi_{\mathrm{iš}\,2\text{-}1}$ poveikio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1}$ fazės $\varphi_{\mathrm{in}\,1}$ atžvilgiu yra ta

pati – sutampa su poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }1}$ faze $\varphi_{\text{in }1}$ ($\varphi_{\text{iš }2\text{-}1} = \varphi_{\text{in }1}$). Tai rodo, kad poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }1}$ atžvilgiu tranzistorius T_1 yra įjungtas BE (arba BI) schemoje, o tranzistorius T_2 – BB (arba BU) schemoje, ir atvirkščiai. Poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ fazės $\varphi_{\text{in }2}$ atžvilgiu išėjimo $U_{\text{iš }2}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš }2}$ fazė $\varphi_{\text{iš }2\text{-}2}$ yra priešinga: $|\varphi_{\text{iš }2\text{-}2} - \varphi_{\text{in }2}| = 180^{\text{o}} \equiv \pi$ rad, o išėjime $U_{\text{iš }1}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš }1}$ fazė $\varphi_{\text{iš }1\text{-}2}$ poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ fazės $\varphi_{\text{in }2}$ atžvilgiu yra ta pati – sutampa su poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ faze $\varphi_{\text{in }2}$ ($\varphi_{\text{iš }1\text{-}2} = \varphi_{\text{in }2}$). Taigi, šiuo atveju poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ atžvilgiu tranzistorius T_2 yra įjungtas BE (arba BI) schemoje, o tranzistorius T_1 – BB (arba BU) schemoje. Iš viso to matome, jog parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }1} = -\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ atveju išėjimuose $U_{\text{iš }1,\,2}$ atitinkamų signalų $\boldsymbol{U}_{\text{iš }1,\,2}$ atitinkamos fazės $\varphi_{\text{iš }1\text{-}2}$ ir $\varphi_{\text{iš }2\text{-}1}$ tarpusavio atžvilgiu yra priešingos: $|\varphi_{\text{iš }1\text{-}2} - \varphi_{\text{iš }2\text{-}1}| = 180^{\text{o}} \equiv \pi$ rad, ir todėl diferencinio stiprintuvo apkrovoje R_{a} – diferenciniame (skirtuminiame) išėjime $U_{\text{iš df}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}} \equiv \boldsymbol{U}_{\text{iš df p}}$ yra išreiškiama taip:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš df p}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš }1} - \boldsymbol{U}_{\text{iš }2} = \pm 2\cdot\boldsymbol{U}_{\text{iš }1,\,2}, \tag{2.300}$$

čia ženklas „+“ arba „–“ yra rašomas priklausomai nuo įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš }1,\,2}$ skirtumo užrašymo būdo: rašome „+“, kai ($\boldsymbol{U}_{\text{iš }2} - \boldsymbol{U}_{\text{iš }1}$), ir „-“, kai ($\boldsymbol{U}_{\text{iš }1} - \boldsymbol{U}_{\text{iš }2}$), o galutinis išraiškos (2.300) rezultatas yra parašytas esant sąlygai: $|\boldsymbol{U}_{\text{iš }1}| = |\boldsymbol{U}_{\text{iš }2}| = U_{\text{o iš }1,\,2}$.

Išėjimuose $U_{\text{iš }1,\,2}$ atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš }1,\,2}$ atitinkamų amplitudžių $U_{\text{o iš }1,\,2}$ didžiausia atitinkama vertė $U_{\text{o iš }1,\,2\,\max} \le U_{\text{R1 ,2}}/2$ yra gaunama tada, kai parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }1} = -\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ metu tranzistorius T_1 arba T_2 yra visiškai „uždaromas“, nes tada $R_{\text{KE e}} \Rightarrow \infty$ arba $R_{\text{DS s}} \Rightarrow \infty$, arba visiškai „atidaromas“, nes tada $R_{\text{KE e}} \Rightarrow 0$ arba $R_{\text{DS s}} \Rightarrow 0$. Čia reikia pasakyti, kad nelygybė $U_{\text{o iš }1,\,2\,\max} \le U_{\text{R1 ,2}}/2$ nurodo būtiną sąlygą, kuri schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) garantuoja jų normalią veiką, kai $U_{\text{KB }1,\,2} \le 0$, p–n–p $T_{1,\,2}$ atveju, ir $U_{\text{KB }1,\,2} \ge 0$, n–p–n $T_{1,\,2}$ atveju. Todėl turi būti tenkinama papildoma sąlygą: $|U_{\text{K }1,\,2\,\text{o}}| \ge |U_{\text{B }1,\,2\,\text{o}}|$. Taigi, šiuo atveju srovės $i_{\text{K }1,\,2}(t)$ (arba $i_{\text{D }1,\,2}(t)$) kinta intervale – atitinkamai $0–\alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=}$ (arba $0–I_{\text{o}=}$), čia $\alpha_{\text{o }1,\,2}$ – atitinkamai dvipolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ pastoviosios srovės perdavimo koeficientai (pirmoji d.– (1.109), (1.126), (1.237)). Iš 2.96 pav. matome, kad $U_{\text{o iš }1,\,2\,\max}$ vertė priklauso nuo diferencinės apkrovos rezistoriaus R_{a} vertės, ir yra didžiausia, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$ (2.297b). Šiuo atveju gauname:

$$U_{\text{o iš }1,\,2\,\max} = \alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{K}}/2 \le U_{\text{R1 ,2}}/2 \;\text{ arba }\; U_{\text{o iš }1,\,2\,\max} = I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{D}}/2,$$

ir iš čia, bei (2.300), randame:

$$U_{\text{iš df p max}} = \alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{K }1,\,2} \;\text{ arba }\; U_{\text{iš df p max}} = I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{D }1,\,2}, \tag{2.301}$$

kai $R_{\text{a}} >> R_{\text{K }1,\,2} \equiv R_{\text{D }1,\,2}$ arba $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$.

Kai diferencinės apkrovos rezistoriaus R_{a} vertė yra baigtinė ($0 < R_{\text{a}} < \infty$), diferenciniame išėjime $U_{\text{iš 1-2}}$ įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{iš df p}}$ parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in }1} = -\boldsymbol{U}_{\text{in }2}$ atveju surasime iš Omo dėsnio grandinės daliai: $\boldsymbol{U}_{\text{iš df p}} = \boldsymbol{I}_{\text{a}}\cdot R_{\text{a}}$, čia $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ – srovė rezistoriuje R_{a}. Srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ didžiausią – amplitudės $I_{\text{o a}} \equiv I_{\text{a max}}$ vertę surasime tarę, kad, pavyzdžiui, tranzistorius T_1 yra visiškai „uždarytas“, ir todėl $R_{\text{KE e 1}} = \infty$, arba $R_{\text{DS s 1}} = \infty$, o tranzistorius T_2 yra visiškai „atidarytas“, ir todėl $R_{\text{KE e 2}} \cong 0$, arba $R_{\text{DS s 2}} \cong 0$. Šiuo atveju srovė $I_{\text{K 1}} \cong 0$, o $I_{\text{K 2}} = \alpha_{\text{o 2}}\cdot I_{\text{o}=}$, ir kitoje schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$, analogiškai: $I_{\text{D 1}} \cong 0$, o $I_{\text{D 2}} = I_{\text{o}=}$. Iš čia, taikydami tranzistorių $T_{1,\,2}$ ir jų apkrovos rezistorių $R_{\text{K1, 2; D1, 2}}$, bei diferencinio stiprintuvo diferencinės apkrovos rezistoriaus R_{a} sudarytam kontūrui Kirchhofo taisykles, galim parašyti:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=} = I_{\text{o a}} + I_{\text{RK}}, \;\text{ arba }\; I_{\text{o}=} = I_{\text{o a}} + I_{\text{RD}}, \\ I_{\text{o a}}\cdot R_{\text{a}} + I_{\text{o a}}\cdot R_{\text{K }1,\,2} - I_{\text{RK}}\cdot R_{\text{K }1,\,2} = 0, \text{ arba } I_{\text{o a}}\cdot R_{\text{a}} + I_{\text{o a}}\cdot R_{\text{D }1,\,2} - I_{\text{RD}}\cdot R_{\text{D }1,\,2} = 0, \end{aligned}\right\} \tag{2.302}$$

čia: I_{RK} ir I_{RD} – srovės $I_{\text{o}=}$ komponentė (sandas), tekanti per visiškai „atidaryto“ tranzistoriaus $T_{1,\,2}$ apkrovos rezistorių atitinkamai $R_{\text{K }1,\,2}$ arba $R_{\text{D }1,\,2}$.

Iš (2.302) randame per diferencinį apkrovos rezistorių R_{a} tekančią srovę $I_{\text{o a}}$:

$$I_{\text{o a}} = \alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{K }1,\,2}/(R_{\text{a}}+2\cdot R_{\text{K }1,\,2}) \text{ arba } I_{\text{o a}} = I_{\text{o}=}\cdot R_{\text{D }1,\,2}/(R_{\text{a}}+2\cdot R_{\text{D }1,\,2}), \tag{2.303}$$

ir iš čia matome: kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$, tai srovė $I_{\text{o a}} \Rightarrow 0$, o kai $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$, tai srovė $I_{\text{o a}} \Rightarrow \alpha_{\text{o1, 2}}\cdot I_{\text{o}=}/2$ arba

kitoje schemoje su lauko tranzistoriais, analogiškai: $I_{o\,a} \Rightarrow I_{o=}/2$.

Pasinaudoję srovės $I_{o\,a}$ išraiška (2.303), gauname parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,1} = -\boldsymbol{U}_{in\,2}$ atveju išėjime $U_{iš\,1\text{-}2}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,df\,p}$ amplitudės $U_{o\,iš\,df\,p}$ išraišką:

$$U_{o\,iš\,df\,p} = I_{o\,a}\cdot R_a = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}\cdot R_a\cdot R_{K\,1,\,2}/(R_a + 2\cdot R_{K\,1,\,2}), \qquad (2.304)$$

$$U_{o\,iš\,df\,p} = I_{o=}\cdot R_a\cdot R_{D\,1,\,2}/(R_a + 2\cdot R_{D\,1,\,2}), \qquad (2.304a)$$

ir iš čia matome, kai $R_a \Rightarrow \infty$, tai įtampa $U_{o\,iš\,df\,p} \Rightarrow \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}\cdot R_{K\,1,\,2}$ arba $U_{o\,iš\,df\,p} \Rightarrow \Rightarrow I_{o=}\cdot R_{D\,1,\,2}$, o kai $R_a \Rightarrow 0$, tai abiejose schemose įtampa $U_{o\,iš\,df\,p} \Rightarrow 0$.

Iš gautų išraiškų (2.303) ir (2.304) kyla svarbi diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veikos savybė, kuri pasireiškia tuo, kad parafazinio valdymo atveju, dėl įėjimo signalų $\boldsymbol{U}_{in\,1} = = -\boldsymbol{U}_{in\,2}$ poveikio yra komutuojama (perjungiama) pastoviosios srovės šaltinio srovė $I_{o=}$, pavyzdžiui, į „atidarytą“ tranzistorių T_1 ir kartu į jo apkrovos rezistorių R_{K1} (arba R_{D1}), ir paskui į kitą „atidaromą“ tranzistorių T_2, ir kartu į jo apkrovos rezistorių $R_{K\,2}$ (arba $R_{D\,2}$), ir šis procesas kartojasi.

Akivaizdu, jog šio proceso – srovės $I_{o=}$ komutavimo metu – visais laiko t momentais galioja *srovių balanso sąlyga*:

$$\alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=} = I_{K\,1} + I_{K\,2} \cong I_{o=} \equiv \text{const}, \text{ arba } I_{o=} = I_{D\,1} + I_{D\,2} \equiv \text{const}. \qquad (2.305)$$

Iš srovės balanso sąlygos (2.305) kyla diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo grandinės – elementariosios stiprinimo pakopos (2.96 pav.) literatūroje dažnai vartojamas pavadinimas – *srovės perjungimo schema* (srovės komutatorius, srovės perjungėjas).

Sinfazinio poveikio atveju, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$, kiekvienu laiko momentu t tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamas bazes $B_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) arba užtūras $G_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) veikia vienodų amplitudžių $U_{o\,in\,1,\,2}$ ir to paties poliškumo – vienodų fazių $\varphi_{in\,1,\,2}$ poveikio signalai $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2}$. Akivaizdu, kad šiuo atveju abu tranzistoriai $T_{1,\,2}$ tuo pačiu metu yra „uždaromi“ arba „atidaromi“. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo sinfazinės veikos pradžioje, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2} = 0$, tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{iš\,o},\ U_{iš\,o}\}$ atitinkamais rezistoriniais įtampos dalikliais $R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2}$ yra nustatomi apkrovos $R_{K1,\,2}$ (arba $R_{D1,\,2}$) tiesės viduryje – taške c (2.70 pav., b, ir 2.84 pav.). Todėl tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų srovių $I_{K\,1,\,2}$ (arba $I_{D\,1,\,2}$) atitinkamos pradinės vertės $I_{K\,1,\,2\,o}$ (arba $I_{D\,1,\,2o}$) yra lygios ir tenkina sąlygą: $I_{K\,1\,o} = I_{K\,2\,o} = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}/2$, arba $I_{D\,1\,o} = = I_{D\,2\,o} = I_{o=}/2$, o išėjime $U_{iš\,1\text{-}2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,1} = \boldsymbol{U}_{iš\,2}$, ir todėl $U_{iš\,1\,o} = U_{iš\,2\,o}$ – turime balanso sąlygą: $U_{iš\,df} = 0$. Esant sinfaziniam poveikiui $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$, tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamos varžos $R_{KE\,e}$ (pirmoji d.– (1.155)) arba $R_{DS\,s}$ (pirmoji d.– (1.291)) kinta vienodai – tuo pačiu metu didėja arba mažėja. Todėl šio proceso metu tiesiogiai proporcingai tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų varžų $R_{KE\,e}$ (arba $R_{DS\,s}$) atitinkamiems pokyčiams $\Delta R_{KE\,e}$ (arba $\Delta R_{DS\,s}$) turėtų kisti atitinkamų srovių $I_{K\,1,\,2}$ arba $I_{D\,1,\,2}$ atitinkamos momentinės vertės $i_{K\,1,\,2}$ arba $i_{D\,1,\,2}$. Tačiau iš srovių balanso sąlygos (2.305) matome, jog srovių $i_{K\,1,\,2}$ arba $i_{D\,1,\,2}$ atitinkami pokyčiai $\Delta I_{K\,1,\,2}$ arba $\Delta I_{D1,\,2}$ gali būti tik su priešingais ženklais, pavyzdžiui, $+\Delta I_{K\,1,\,D\,1}$ ir $-\Delta I_{K\,2,\,D\,2}$, arba atvirkščiai. Todėl iš čia darome akivaizdžią išvadą: sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ atveju $\Delta I_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2} = 0$, ir iš čia: $\boldsymbol{U}_{iš\,1,\,2} = 0$, o kartu ir $\boldsymbol{U}_{iš\,df\,s} = 0$, bei $\boldsymbol{I}_{iš\,df\,s} = 0$, kai diferencinio stiprintuvo tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ (arba ištakų $S_{1,\,2}$) grandinėje yra įjungtas idealus pastoviosios srovės šaltinis $I_{o=} = \text{const}$. Taigi parodėme, jog sinfazinio poveikio atveju, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ ir $I_{o=} \equiv \text{const}$, įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,1,\,2} = 0$, o išėjimuose $U_{iš\,1,\,2}$ turime atitinkamas nuolatinės vertės $U_{iš\,1,\,2\,o}$. Jos yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} U_{iš\,1\,o} = U_{iš\,2\,o} &= \mathcal{E} - I_{K\,1,\,2\,o}\cdot R_{K\,1,\,2} = \mathcal{E} - \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}\cdot R_{K\,1,\,2}/2, \\ U_{iš\,1\,o} = U_{iš\,2\,o} &= \mathcal{E}_1 - I_{D\,1,\,2\,o}\cdot R_{D\,1,\,2} = \mathcal{E}_1 - I_{o=}\cdot R_{D\,1,\,2}/2. \end{aligned}\right\} \qquad (2.306)$$

Nagrinėjant įėjimuose $U_{in\,1,\,2}$ signalų $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2}$ poveikį diferencinio stiprintuvo veikai, yra svarbu išsiaiškinti tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) arba ištakų $S_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ arba $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$ priklausomybės pobūdį nuo poveikio būdo. Akivaizdu, kad įtampa $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ (arba $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$) priklauso nuo srovės šaltinio $I_{o=}$ apkrovos varžos R_{Io}, kurią sudaro tranzistorių $T_{1,\,2}$ varžų $R_{KE\,e\,1,\,2}$ (arba $R_{DS\,s\,1,\,2}$) bei apkrovos varžų $R_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2}$ ir R_a

grandinė, taip pat dvipolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų emiterinių p–n sandūrų varžų $R_{EB\,1,\,2}$ ir tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos tašką $\{I_{iš\,o}, U_{iš\,o}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2}$ grandinės. Palyginę Vitstono tiltelio grandinę (2.34 pav.) su diferencinio stiprintuvo schema (2.96 pav.) matome, jog tranzistoriai $T_{1,\,2}$ ir jų apkrovos varžos $R_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2}$ ir R_a sudaro Vitstono tiltelio grandinę, kurios varža R_{Vt} sudaro apkrovą srovės šaltiniui $\boldsymbol{I}_o$. Varžos R_{Vt} vertę surasime iš lygčių sistemos (2.108), kurioje padarome pakeitimus: $\boldsymbol{Z}_0 = 0$, $\boldsymbol{Z}_{1,\,2} = R_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2}$, $\boldsymbol{Z}_3 = R_{KE\,e\,o\,1}$ (arba $R_{DS\,s\,o\,1}$), $\boldsymbol{Z}_4 = R_{KE\,e\,o\,2}$ (arba $R_{DS\,s\,o\,2}$), $\boldsymbol{Z}_5 = R_a$. Iš čia ir tapatybių (2.106) nesunkiai randame varžą R_{Vt}, kurios išraiška schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) yra:

$$R_{Vt} = \boldsymbol{U}/\boldsymbol{I}_o = R_{D\,1,\,2} + (R_{DS\,s\,o\,1} \pm \Delta R_{DS\,s\,1}) - $$
$$- R_{D\,1,\,2}\cdot[(R_{D\,1,\,2} + R_a\cdot A)/(2\cdot R_{D\,1,\,2} + R_a)] - (R_{DS\,s\,o\,1} \pm \Delta R_{DS\,s\,1})\cdot A, \quad (2.307)$$

čia parametras A yra išreikštas taip:

$$A = [(2\cdot R_{D\,1,\,2} + R_a)\cdot(R_{DS\,s\,o\,1} \pm \Delta R_{DS\,s\,1}) + R_{D\,1,\,2}\cdot R_a]/$$
$$/\{(2\cdot R_{D\,1,\,2} + R_a)\cdot[(R_{DS\,s\,o\,1} \pm \Delta R_{DS\,s\,1}) + (R_{DS\,s\,o\,2} \pm \Delta R_{DS\,s\,2}) + R_a] - R_a^{\,2}\}, \quad (2.308)$$

o diferencinio stiprintuvo schemoje su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav., a) gautose išraiškose (2.307) ir (2.308) yra padaromi šie akivaizdus pakeitimai: $R_{D\,1,\,2} \to R_{K\,1,\,2}$, $R_{DS\,s\,o\,1,\,2} \to R_{KE\,e\,o\,1,\,2}$ ir $\Delta R_{DS\,s\,1,\,2} \to \Delta R_{KE\,e\,1,\,2}$.

Diferencinio stiprintuvo schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) emiterių $E_{1,\,2}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ iš esmės yra nulemta tranzistorių $T_{1,\,2}$ tiesiogine kryptimi įjungtų emiterinių p–n sandūrų įtampų $U_{EB\,1,\,2}$ ir tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos tašką $\{I_{iš\,o}, U_{iš\,o}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2}$ įtampų $U_{B\,1,\,2\,o}$. Todėl įtampos $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ apskaičiavimui taikyti gautą išraišką (2.308) negalime, ir šiuo atveju tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ pastoviajai vertei $U_{E\,1\text{-}2\,=}$ galima parašyti akivaizdžią išraišką:

$$U_{E\,1\text{-}2\,=} = U_{B\,1\,o} + U_{EB\,1} = U_{B\,2\,o} + U_{EB\,2} \cong U_{B\,1,\,2\,o} = (R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2})\cdot \mathcal{E}, \quad (2.309)$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $|U_{B\,1,\,2\,o}| >> |U_{EB\,1,\,2}|$.

Išraiškoje (2.309) įtampos $U_{B\,1,\,2\,o}$ ir $U_{EB\,1,\,2}$ yra su priešingais ženklais – 2.96 pav., a, parodytu atveju $U_{B\,1,\,2\,o} < 0$, o $U_{EB\,1,\,2} > 0$. Todėl, nesant poveikių, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2} = 0$, didėjant pastoviosios srovės šaltinio $\boldsymbol{I}_o$ srovei $I_{o\,=}$, įtampa $U_{EB\,1,\,2\,=}$ didėja ir kartu didėja įtampa $U_{E\,1\text{-}2\,=}$. Todėl nagrinėjamu atveju neigiamos įtampos $-U_{E\,1\text{-}2\,=}$ modulis $|U_{E\,1\text{-}2\,=}|$ mažėja. Iš čia gauname, kad emiterių $E_{1,\,2}$ įtampos $U_{EB\,1,\,2}$ pokytis $\Delta U_{EB\,1,\,2} > 0$, ir todėl p–n–p dvipoliai tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „atidaromi“. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o\,=}$ mažėja, įtampa $U_{EB\,1,\,2\,=}$ taip pat mažėja ir emiterių $E_{1,\,2}$ įtampos $U_{EB\,1,\,2}$ pokytis $\Delta U_{EB\,1,\,2} < 0$. Todėl p–n–p tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „uždaromi“. Iš čia akivaizdžiai matome: diferenciniame stiprintuve su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ pastoviosios srovės šaltinio $I_{o\,=}$ atžvilgiu tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra įjungti BB schemose, ir todėl jų valdymo šiuo srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}_o$ pobūdis yra *sinfazinis*. Taigi šiuo atveju esant kintamojo signalo srovės šaltiniui $\boldsymbol{I}_o$ (arba $I_{o\,\sim}$), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimuose $U_{iš\,1,\,2}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,1} = \boldsymbol{U}_{iš\,2} = \boldsymbol{\alpha}_{1,\,2}\cdot\boldsymbol{I}_o\cdot R_{K\,1,\,2}/2$ – įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\,1,\,2}$ fazės $\varphi_{iš\,1,\,2}$ sutampa su poveikio $\boldsymbol{I}_o$ faze, ir todėl diferencinėje apkrovoje R_a skirtuminė išėjimo įtampa $\boldsymbol{U}_{iš\,df} = 0$.

Iš pateiktų išraiškų (2.304) matome: išėjimuose $U_{iš\,1,\,2}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,df\,p}$ didžiausia vertė – amplitudė $U_{o\,iš\,df\,p}$ nepriklauso nuo maitinimo įtampos šaltinio pastoviosios įtampos vertės $\mathcal{E}$ (2.96 pav., a) bei $\mathcal{E}_1$ (2.96 pav., b). Tačiau ši situacija diferenciniame stiprintuve su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) nesikeičia tol, kol tranzistoriai $T_{1,\,2}$ dėl srovės $\boldsymbol{I}_o$ poveikio nėra įsotinami, t. y. kol yra tenkinama normalios veikos sąlyga: $U_{KB\,1,\,2} \le 0$ – p–n–p tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju, ir $U_{KB\,1,\,2} \ge 0$ – n–p–n tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju. Iš 2.96 pav., a, matome, kad kolektoriaus ir bazės įtampa U_{KB} yra išreiškiama taip:

$$U_{KB\,1,\,2} = U_{R\,1,\,2} - U_{RK\,1,\,2}. \quad (2.309a)$$

Didėjant srovės šaltinio $\boldsymbol{I}_o$ srovės $I_{o\,=}$ vertei, įtampų $U_{RK\,1,\,2} = I_{K1,\,2}\cdot R_{K\,1,\,2}$ vertės atitinkamuose rezistoriuose $R_{K\,1,\,2}$ taip pat didėja, ir todėl įtampų $U_{KB\,1,\,2}$ moduliai mažėdami artėja prie nulinės vertės. Kai srovės $I_{o\,=}$ vertė pasiekia didžiausią galimą normalios veikos

vertę $I_{o=max}$, kuriai esant įtampos $U_{KB\,1,2} = 0$, ši situacija yra ribinė, nes toliau didinant srovę $I_{o=} > I_{o=max}$, įtampų $U_{KB\,1,2}$ poliškumai pasikeičia iš atvirkštinės į tiesioginę kryptis, ir dvipoliai tranzistoriai $T_{1,2}$ įsisotina, nes jų kolektorinės p–n sandūros „atsidaro“ ir tranzistoriai $T_{1,2}$ nustoja veikti. Taigi, iš čia matome, jog diferenciniame stiprintuve su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.96 pav., a) ir srovės $I_{o=}$ šaltiniu emiterių $E_{1,2}$ grandinėje būtinai turi būti panaudotas pastovios įtampos $\mathcal{E}$ šaltinis, garantuojantis normalią tranzistorių $T_{1,2}$ veiką. Srovės $I_{o=}$ didžiausią normalios veikos vertę $I_{o=max}$ surasime parašę akivaizdžią tapatybę:

$$U_{R\,1,2} - U_{RK\,1,2} = \mathcal{E}\cdot R_{1,2}/(R_{1,2} + R_{i\,1,2}) - \\ - \alpha_{o\,1,2}\cdot I_{o=max}\cdot R_{K\,1,2}\,(R_{K\,2,1} + R_a)/(R_{K\,1} + R_{K\,2} + R_a) = 0, \quad (2.309b)$$

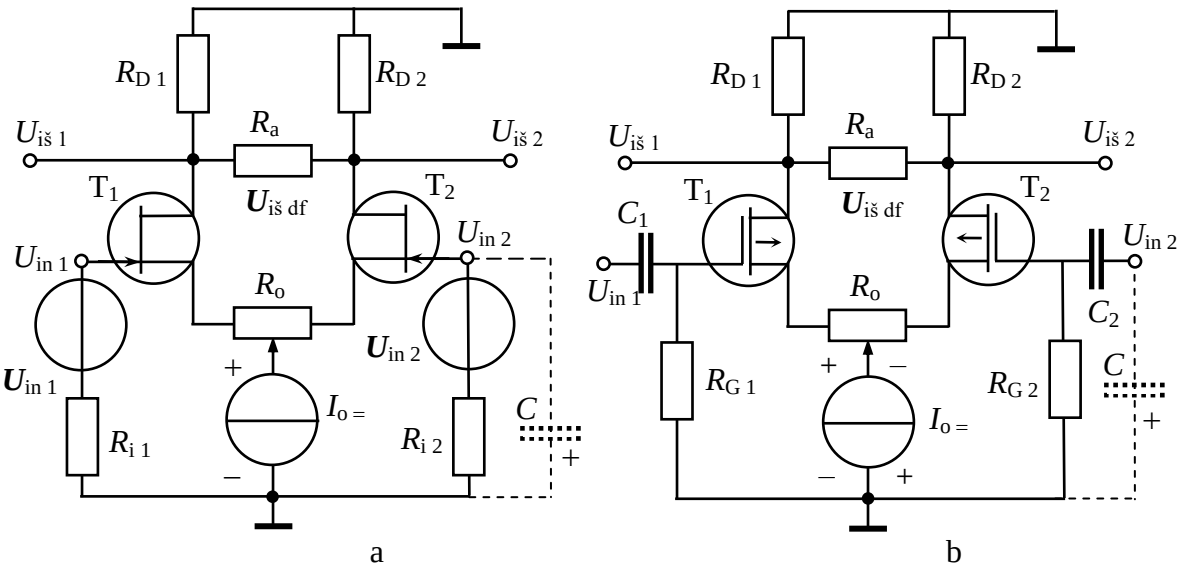
čia išraiška yra parašyta tarus, jog vienas iš tranzistorių $T_{1,2}$ yra visiškai „uždarytas“, o kitas tuo metu yra visiškai „atidarytas“, ir iš čia randame:

$$I_{o=max} \le \mathcal{E}\cdot R_{1,2}\cdot(2\cdot R_{K\,1,2} + R_a)/[\alpha_{o\,1,2}\cdot R_{K\,1,2}\cdot(R_{K\,1,2} + R_a)\,(R_{1,2} + R_{i\,1,2})] \cong \mathcal{E}/R_{K\,1,2}, \quad (2.309c)$$

čia išraiška yra parašyta pasirinkus sąlygas: $R_{K\,1} = R_{K\,2} = R_{K\,1,2}$, $R_1 = R_2 = R_{1,2}$, $R_{i\,1} = R_{i\,2} = R_{i\,1,2}$ ir $\alpha_{o\,1} = \alpha_{o\,2} = \alpha_{o\,1,2}$.

Akivaizdu, kad be būtinos sąlygos (2.309c), normali diferencinio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.96 pav., a) veika yra galima tik tada, kai yra tenkinama papildoma sąlyga: $I_{o=max} < I_{K\,1,2\,max}$ – maksimali leistina tranzistorių $T_{1,2}$ kolektorių $K_{1,2}$ pastoviųjų srovių vertė, atitinkanti kintamųjų srovių $\boldsymbol{I}_{K\,1,2}$ amplitudės vertę.

Diferencinio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.96 pav., b) ir srovės $I_{o=}$ šaltiniu ištakų $S_{1,2}$ grandinėje veika yra galima ir tuo atveju, kai schemoje nėra įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,2}$, nes vienpolis tranzistorius savo veikos fizika iš esmės yra elektriškai valdomos varžos rezistorius (pirmosios dalies 1.3.2 poskyris). Šie diferencinio stiprintuvo schemos sprendimo variantai su vienpoliais, pavyzdžiui, atidarytaisiais n– kanalo sandūriniais ir įterptaisiais p– kanalo MDP (MOP) lauko tranzistoriais $T_{1,2}$ yra parodyti 2.97 pav.



2.97 pav. Diferencinio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ ir su pastoviosios srovės $I_{o=}$ šaltiniu ištakų $S_{1,2}$ grandinėje, kai nėra pastoviosios įtampos šaltinių santakų $D_{1,2}$ grandinėje principinės schemos: a – su atidarytaisiais n– kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais $T_{1,2}$; b – su įterptaisiais p– kanalo MDP (MOP) lauko tranzistoriais $T_{1,2}$

Iš 2.97 pav., a, matome: diferenciniame stiprintuve su vienpoliais atidarytaisiais n– arba p– kanalo sandūriniais tranzistoriais $T_{1,2}$, srovės $I_{o=}$ šaltinis ištakų $S_{1,2}$ grandinėje yra būtinai jungiamas tokiu poliškumu, kad užtūrų $G_{1,2}$ p–n sandūros būtų veikiamos atgaline

kryptimi, o diferenciniame stiprintuve su įterptaisiais n– arba p– kanalo MDP (MOP) lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.97 pav., b), srovės $I_{o\,=}$ šaltinis ištakų $S_{1,\,2}$ grandinėje gali būti jungiamas bet kokiu poliškumu. Taip pat akivaizdu, jog diferenciniame stiprintuve su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ visais atvejais srovės $I_{o\,=}$ normalios veikos maksimali vertė $I_{o\,=\,max}$ yra ribojama dviejų sąlygų: $I_{o\,=\,max} < I_{D\,1,\,2\,max}$ – maksimali leistina tranzistorių $T_{1,\,2}$ santakų $D_{1,\,2}$ pastoviųjų srovių vertė, ir $I_{o\,=\,max} < I_{D\,1,\,2\,s}$ – santakų $D_{1,\,2}$ soties srovė, kuriai esant tranzistoriaus $T_{1,\,2}$ veikos taškas $\{I_{D,\,S\,(o)},\, U_{DS,\,SD\,(o)}\}$ yra išėjimo VACh pradinės srities bei sąsmaukos srities riboje, ir ši sąlyga yra *esminis diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais trukumas*.

Diferencinio stiprintuvo schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96, b, ir 2.97 pav.) ištakų $S_{1,\,2}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$ iš esmės yra nulemta tranzistorių $T_{1,\,2}$ varžų $R_{DS\,s\,1,\,2}$ bei tranzistorių $T_{1,\,2}$ apkrovos varžų $R_{D\,1,\,2}$ ir R_a grandinės, kuri iš esmės taip pat sudaro Vitstono tiltelio grandinę (2.34 pav.) su jos atstojamąją varža R_{Vt} (2.307). Schemos, parodytos 2.96 pav., b, atveju lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos tašką $\{I_{D\,o},\, U_{DS\,o}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2}$ sudarytos įtampos $U_{G\,1,\,2\,o}$ daug mažiau lemia ištakų $S_{1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$ modulio vertę $U_{S\,1\text{-}2}$, nes įtampos $U_{G\,1,\,2\,o}$ iš esmės yra užtvarine (atgaline) kryptimi įjungtose užtūrų $G_{1,\,2}$ p–n sandūrose. Todėl 2.96 pav., b, parodytos schemos atveju, tranzistorių $T_{1,\,2}$ ištakų $S_{1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$ modulio vertė $U_{S\,1\text{-}2}$ yra išreiškiama taip:

$$U_{S\,1\text{-}2} = -I_{o\,=}\cdot R_{Vt} + k_1\cdot\mathcal{E}_1 - k_2\cdot\mathcal{E}_2, \tag{2.310}$$

čia: $k_1 = 0$–1 – maitinimo šaltinio įtampos $\mathcal{E}_1$ dalijimo koeficientas, priklausantis nuo atgaline kryptimi įjungtos užtūros $G_{1,\,2}$ p–n sandūros varžos $R_{GD\,1,\,2}$, kuri yra iš dalies šuntuojama kanalo varža R_k (pirmoji d.– 1.109 pav.); $k_2 = 0$–1 – tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos tašką $\{I_{D\,o},\, U_{DS\,o}\}$ nustatančios įtampos $\mathcal{E}_2$ dalijimo koeficientas, priklausantis nuo rezistorinių įtampos daliklių $R_{i\,1,\,2}\|R_{1,\,2}$ įtampos $U_{G\,o\,1,\,2}$, kurią papildomai dalija atgaline kryptimi įjungtos užtūros $G_{1,\,2}$ p–n sandūros varžos $R_{GS\,1,\,2}$ ir kanalo varžos R_k sudarytas rezistorinis įtampos daliklis $R_{GS\,1,\,2}\|R_k$.

Iš mokomosios priemonės pirmoje dalyje 1.109 pav. parodytos lauko tranzistoriaus T ekvivalentinės schemos koeficientų $k_{1,\,2}$ vertes galima išreikšti taip:

$$k_1 \cong [(R_i\|R) + R_{GS}]/[(R_i\|R) + R_{GS} + R_k + R_{D\,1,\,2}], \tag{2.311a}$$

$$k_2 \cong [R_i/(R_i + R)]\cdot[(R_k + R_{D\,1,\,2})/(R_k + R_{D\,1,\,2} + R_{GS})], \tag{2.311b}$$

ir iš čia matome, kad idealaus vienpolio tranzistoriaus T atveju, kai $R_{GS} \Rightarrow \infty$, koeficientas $k_1 \Rightarrow 1$, o koeficientas $k_2 \Rightarrow 0$.

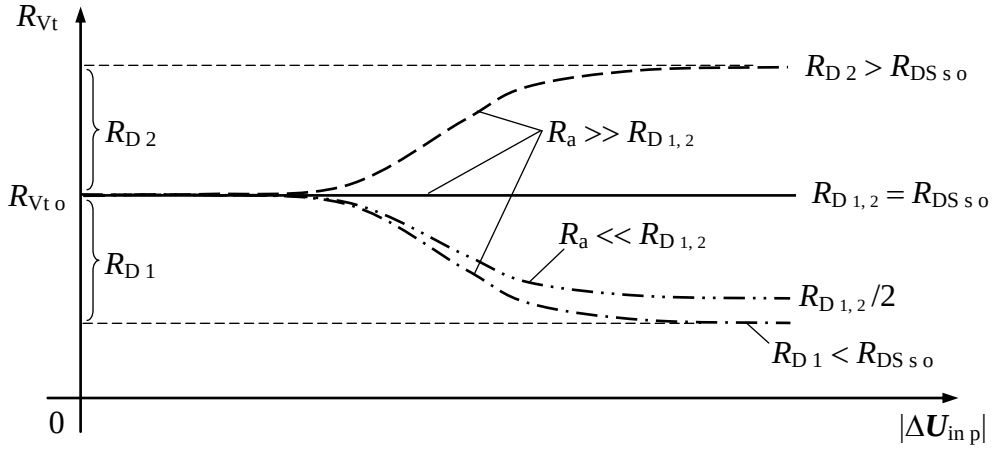
Iš (2.310) ir (2.311a, b) matome: lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ ištakų $S_{1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}$ modulio vertė $U_{S\,1\text{-}2}$ yra gana sudėtinga funkcija, kurios priklausomybė nuo diferencinio stiprintuvo poveikio būdo yra nulemta varžos R_{Vt} (2.307) kitimo pobūdžio. Taigi, iš (2.307) ir (2.308) kyla pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varžos R_{Vt} priklausomybės nuo poveikio būdo ypatumai. Kai $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2} = 0$, pokytis $\Delta R_{DS\,s\,1,\,2} = 0$ ir, esant sąlygai $U_{iš\,df} = 0$, pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varža $R_{Vt\,o}$ yra:

$$R_{Vt\,o} = (R_{D\,1,\,2} + R_{DS\,s\,1,\,2\,o})/2, \tag{2.311a}$$

ir nepriklauso nuo diferencinės apkrovos varžos R_a.

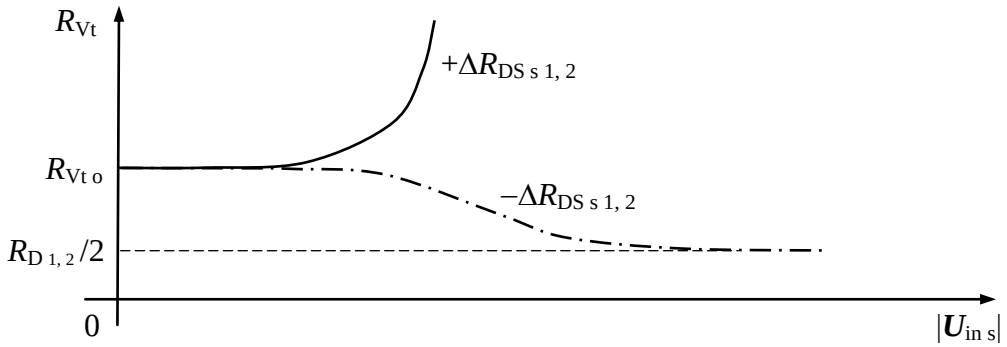
Parafazinio (skirtuminio) poveikio $\Delta U_{in\,p}$ atveju, kai $\Delta U_{in\,p} = |\boldsymbol{U}_{in\,1} - \boldsymbol{U}_{in\,2}| > 0$, R_{Vt} kitimo nuo $\Delta U_{in\,p}$ pobūdis priklauso nuo diferencinės apkrovos varžos R_a. Kai varža $R_a >> R_{D\,1,\,2}$, varža R_{Vt} kinta nuo pradinės vertės $R_{Vt\,o}$ iki $R_{D\,1,\,2}$, o kai $R_a << R_{D\,1,\,2}$ – nuo pradinės vertės $R_{Vt\,o}$ iki dvigubai mažesnės vertės $R_{D\,1,\,2}/2$. Tai parodyta 2.98 pav.

Iš 2.98 pav. matome: pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varžos R_{Vt} priklausomybės nuo parafazinio (skirtuminio) poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p} = \boldsymbol{U}_{in\,1} - \boldsymbol{U}_{in\,2}$ kitimo pobūdis priklauso nuo apkrovos varžos R_a ir varžos $R_{D1,\,2}$ tarpusavio santykio, bei nuo varžų $R_{D\,1,\,2}$ ir $R_{DS\,s\,o}$ tarpusavio santykio, čia $R_{DS\,s\,o}$ – pradinė varžos $R_{DS\,s}$ vertė, kai $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p} = 0$. Kai santykis $R_a/R_{D\,1,\,2} >> 1$, tai atitinka $R_a >> R_{D\,1,\,2}$, priklausomybės $R_{Vt}\,(\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p})$ kitimo pobūdis iš esmės



2.98 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varžos R_{Vt} kitimo priklausomybės nuo parafazinio (skirtuminio) poveikio $\Delta \boldsymbol{U}_{in\,p} = \boldsymbol{U}_{in\,1} - \boldsymbol{U}_{in\,2}$, esant įvairiems skirtuminio stiprintuvo varžinių elementų parametrams

priklauso nuo santykio $R_{D\,1,\,2}/R_{DS\,s\,o}$. Kai $R_a/R_{D\,1,\,2} << 1$, tai atitinka $R_a << R_{D\,1,\,2}$, priklausomybės $R_{Vt}(\Delta \boldsymbol{U}_{in\,p})$ kitimo pobūdis nepriklauso nuo varžų santykio $R_{D\,1,2}/R_{DS\,s\,o\,1,2}$, ir visais atvejais, didėjant $|\Delta \boldsymbol{U}_{in\,p}| > 0$, varža R_{Vt} monotoniškai mažėja. Sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ atveju, kai, skirtuminė įtampa $\Delta \boldsymbol{U}_{in\,s} = \boldsymbol{U}_{in\,1} - \boldsymbol{U}_{in\,2} = 0$, ir todėl diferencinio stiprintuvo pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varžos $R_{V\,t}$ ir kartu įtampos $|\boldsymbol{U}_{S\,1\text{-}2}|$ kitimo pobūdis nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a. Šiuo atveju abu tranzistoriai $T_{1,\,2}$ tuo pačiu metu yra „uždaromi“ arba „atidaromi“. Todėl tranzistorių $T_{1,\,2}$ varžų $R_{DS\,s\,o\,1,\,2}$ atitinkami pokyčiai $\Delta R_{DS\,s\,1,\,2}$ yra vienodų ženklų: + arba –. Iš (2.307) ir (2.308) gauname varžos $R_{V\,t}$ kitimo ribas – nuo ∞ iki $R_{D\,1,\,2}/2$, tai parodyta 2.99 pav.



2.99 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varžos R_{Vt} kitimo priklausomybės nuo sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,s} = \boldsymbol{U}_{in\,1,\,2}$ poliškumo, čia $+\Delta R_{DS\,s\,1,\,2}$, kai tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „uždaromi“, ir $-\Delta R_{DS\,s\,1,\,2}$, kai tranzistoriai $T_{1\,,\,2}$ yra „atidaromi“

Iš 2.99 pav. matome: kad ir koks būtų apkrovos varžos R_a vertės bei varžų $R_{D\,1,\,2}$ ir $R_{DS\,s\,o}$ tarpusavio santykis, didėjant sinfaziniam poveikiui $|\boldsymbol{U}_{in\,s}| > 0$, diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pastoviosios srovės $I_{o\,=}$ šaltinio apkrovos varža R_{Vt} didėja nuo pradinės vertės $R_{Vt\,o}$ iki ∞, kai sinfazinio poveikio metu įėjimuose $U_{in\,1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2} = \boldsymbol{U}_{in\,s}$ poliškumas atitinka tranzistorių $T_{1,\,2}$ „uždarymo“ kryptį (2.96 pav., b, parodytos schemos atveju tai atitinka neigiamą poliškumą $U_{in\,s} < 0$). Kai sinfazinio poveikio metu įėjimuose $U_{in\,1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,s}$ poliškumas atitinka tranzistorių $T_{1,\,2}$ „atidarymo“ kryptį

(2.96 pav., b, parodytos schemos atveju tai atitinka teigiamą poliškumą $U_{\text{in s}} > 0$), didėjant sinfaziniam poveikiui $|\boldsymbol{U}_{\text{in s}}| > 0$, varža R_{Vt} mažėja nuo pradinės vertės $R_{\text{Vt o}}$ iki mažiausios vertės $R_{\text{D 1, 2}}/2$, nes $R_{\text{D 1}} = R_{\text{D 2}}$.

Akivaizdu, jog, esant parafaziniam (skirtuminiam) poveikiui $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 1}} - \boldsymbol{U}_{\text{in 2}}$, diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo normali veika yra tada, kai tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ emiterių $\text{E}_{1,\,2}$ (2.96 pav., a) arba ištakų $\text{S}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) atitinkamai įtampa $|\boldsymbol{U}_{\text{E 1-2}}|$ arba $|\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}|$ išlieka pastovi. Dvipolių tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atveju ši sąlyga kyla iš (2.309), nes $U_{\text{E 1-2}} \cong \mathcal{E} \cdot (R_{\text{i 1, 2}} \| R_{1,\,2})$ išlieka const. Lauko tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atveju įtampos $|\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}|$ pastovumo sąlyga yra matoma iš 2.98 pav. Iš čia ir (2.310) bei (2.311) galima daryti išvadą, kad sąlyga $U_{\text{S 1-2}} = \text{const}$ bus tik tuo atveju, kai $R_{\text{D 1, 2}} = R_{\text{DS s o 1, 2}}$ ir $R_{\text{a}} >> R_{\text{D 1, 2}}$. Taigi, iš čia matome, jog visais atvejais normali diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veika yra tada, kai tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KB o}}\}$ arba $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{DS o}}\}$rezistoriniais įtampos dalikliais $R_{\text{i 1, 2}} \| R_{1,\,2}$ yra nustatomi apkrovos $R_{\text{K 1, 2}}$ (arba $R_{\text{D 1, 2}}$) tiesės viduryje – taške c (2.70 pav. b, ir 2.84 pav.). Vienpolių tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atveju ši sąlyga gali būti išreikšta taip:

$$|U_{\text{G 1, 2 o}}| - |U_{\text{S 1-2 o}}| \cong |U_{\text{s}}|/2, \tag{2.311b}$$

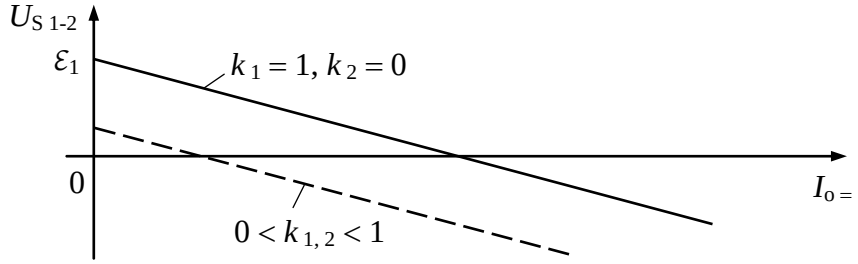
čia $U_{\text{S 1-2 o}}$ yra įtampos $U_{\text{S 1-2}}$ vertė, kai $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}} = 0$ ir laikoma, kad tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamos slenkstinės įtampos $U_{\text{s 1}} = U_{\text{s 2}} = U_{\text{s}}$.

Analogiškai dvipolių tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atveju (2.96 pav., a) turime:

$$|U_{\text{B 1, 2 o}}| - |U_{\text{E 1-2 o}}| = |U_{\text{EB o}}|, \tag{2.311c}$$

čia $U_{\text{E 1-2 o}}$ yra įtampos $U_{\text{E 1-2}}$ vertė, kai $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}} = 0$ ir $U_{\text{BE o 1}} = U_{\text{BE o 2}} = U_{\text{BE o}}$.

Išraiškoje (2.310) įtampos $(I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{Vt}})$ ir $(k_{\,2} \cdot \mathcal{E}_{\,2})$ yra vienodo poliškumo, ir todėl 2.96 pav., b, parodytu atveju turime $(I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{Vt}}) < 0$ ir $(k_{\,2} \cdot \mathcal{E}_{\,2}) < 0$. Todėl, nesant poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in 1, 2}} = 0$, didėjant pastoviosios srovės šaltinio srovei $I_{\text{o =}} > 0$, įtampos $(I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{Vt}})$ modulis didėja, ir dėl to ištakų $\text{S}_{1,\,2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}$ modulio $|\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}| \equiv U_{\text{S 1-2}}$ kitimas priklauso nuo koeficientų $k_{\,1}$ ir $k_{\,2}$ verčių. Kai diferenciniame stiprintuve yra įjungti idealūs vienpoliai tranzistoriai $\text{T}_{1,\,2}$, kurių $R_{\text{GS}} = \infty$, koeficientas $k_{\,1} = 1$, o $k_{\,2} = 0$. Todėl iš (2.310) matome: didėjant pastoviosios srovės šaltinio srovei $I_{\text{o =}} > 0$, įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}$ modulis $|\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}| \Rightarrow 0$ – mažėja iki nulinės vertės, ir toliau didėjant srovei $I_{\text{o =}} > 0$, pradeda taip pat didėti. Tai parodyta 2.100 pav.



2.100 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo (2.96 pav., b) su atidarytaisiais n–kanalo sandūriniais lauko tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$ ištakų $\text{S}_{1,\,2}$ įtampos $U_{\text{S 1-2}}$ priklausomybės nuo pastoviosios srovės $I_{\text{o =}}$ (ištisinė kreivė – su idealiais tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$, kurių $R_{\text{GS}} = \infty$, brūkšninė kreivė – su realiais tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$, kurių $R_{\text{GS}} < \infty$

2.100 pav. parodytos priklausomybės $U_{\text{S 1-2}}$ $(I_{\text{o =}})$ pobūdis nekinta ir tada, kai diferenciniame (skirtuminiame) stiprintuve yra įjungti realūs vienpoliai tranzistoriai, kurių $R_{\text{GS}} < \infty$, ir todėl koeficientai $k_{\,1,\,2}$ yra ribose $0 < k_{\,1,\,2} < 1$. Šiuo atveju pradinė įtampos $|\boldsymbol{U}_{\text{S 1-2}}|$ vertė $|U_{\text{S 1-2 o}}| < |\mathcal{E}_1|$. 2.100 pav. tai parodyta brūkšnine linija. Taigi, iš 2.100 pav. matome: visais atvejais, didėjant pastoviajai srovei $I_{\text{o =}} > 0$, turime $\Delta I_{\text{o =}} > 0$ ir vienpolių tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ užtūrų $\text{G}_{1,\,2}$ įtampos $U_{\text{GS 1, 2}}$ pokytis $\Delta U_{\text{GS 1, 2}} > 0$, ir todėl tranzistoriai $\text{T}_{1,\,2}$ yra „atidaromi“. Priešingu atveju, kai srovė $I_{\text{o =}}$ mažėja, turime $\Delta I_{\text{o =}} < 0$ ir įtampos $U_{\text{GS 1, 2}}$ pokytis $\Delta U_{\text{GS 1, 2}} < 0$, dėlto tranzistoriai $\text{T}_{1,\,2}$ yra „uždaromi“. Iš čia akivaizdžiai matome, jog

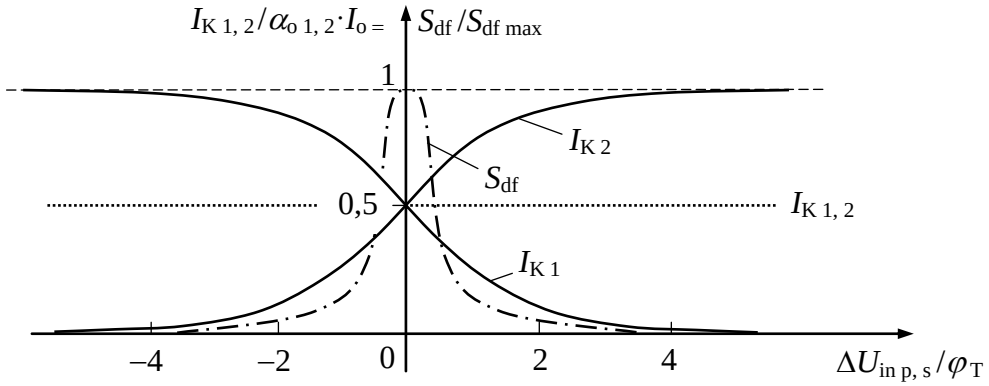
diferenciniame stiprintuve pastoviosios srovės šaltinio $I_{o=}$ atžvilgiu lauko tranzistoriai $T_{1,2}$ yra įjungti BU schemose, ir jų valdymas kintamosios srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}_o$ yra *sinfazinis*. Taigi, šiuo atveju, esant kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_o$ srovės šaltiniui (arba $I_{o\sim}$) (2.96 pav., b), subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{iš\,1,2}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,1} = \boldsymbol{U}_{iš\,2} = \boldsymbol{I}_o \cdot R_D/2$. Įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\,1,2}$ fazės $\varphi_{iš\,1,2}$ yra vienodos ($\varphi_{iš\,1} = \varphi_{iš\,2}$) bei sutampa su poveikio $\boldsymbol{I}_o$ faze $\varphi_{Io} = \varphi_{iš\,1,2}$. Iš čia darome išvadą, jog šiuo atveju išėjimų $U_{iš\,1,2}$ skirtuminė įtampa ($\boldsymbol{U}_{iš\,1} - \boldsymbol{U}_{iš\,2}$) $\equiv \boldsymbol{U}_{iš\,df\,p} = 0$.

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veiką yra įprasta nusakyti *perdavimo charakteristikomis*:

$I_{K\,1,2;\,D\,1,2}(\Delta U_{in})$ – atitinkamai kolektorių $K_{1,2}$ (2.96 pav., a) arba santakų $D_{1,2}$ (2.96 pav., b) srovių;

$I_a(\Delta U_{in})$ – diferencinės išėjimo srovės diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_a.

Diferencinio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.96 pav., a) kolektorių $K_{1,2}$ atitinkamų srovių $I_{K\,1,2}$ normuotos perdavimo charakteristikos $I_{K\,1,2}(\Delta U_{in\,p,\,s})$ parodytos 2.101 pav.



2.101 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,2}$ (2.96 pav., a) perdavimo charakteristikos $I_{K\,1,2}(\Delta U_{in\,p,\,s})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in\,p} = U_{in\,1} + U_{in\,2}$ (ištisinės kreivės) ir esant sinfaziniam poveikiui $\Delta U_{in\,s} = U_{in\,1} - U_{in\,2} = 0$ (taškinė tiesė $I_{K\,1,2} \equiv$ const), bei diferencialinio statumo S_{df} charakteristika $S_{df}(\Delta U_{in\,p})$ (brūkšninė- taškinė kreivė)

2.101 pav. parodytų perdavimo charakteristikų $I_{K\,1,2}(\Delta U_{in\,p,\,s})$ analizines išraiškas surasime pasinaudoję šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateiktomis išraiškomis (1.141), kurias taikysime p–n–p tranzistorių $T_{1,2}$ atvejui, taip pat pasinaudoję tuo faktu, kad diferenciniame stiprintuve visada galioja srovių balanso sąlyga (2.305), ir užrašę akivaizdžią parafazinio signalo $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p}$, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1} = -\boldsymbol{U}_{in\,2}$, atveju tapatybę $\Delta U_{in\,p} = U_{BE\,1} + U_{BE\,2}$. Iš čia sudarome lygčių sistemą:

$$\left.\begin{aligned} &I_{K\,1} = I_{K\,e\,s\cdot}/\exp\left[(U_{BE\,1\,o} + U_{BE\,1})/\varphi_T\right] = I_{K\,1\,o\cdot}/\exp\left(U_{BE\,1}/\varphi_T\right),\\ &I_{K\,2} = I_{K\,e\,s\cdot}/\exp\left[(U_{BE\,2\,o} + U_{BE\,2})/\varphi_T\right] = I_{K\,2\,o\cdot}/\exp\left(U_{BE\,2}/\varphi_T\right),\\ &I_{K\,1} + I_{K\,2} = \alpha_{o\,1,2}\cdot I_{o=},\\ &\Delta U_{in\,p} = U_{BE\,1} - U_{BE\,2}, \end{aligned}\right\} \quad (2.312)$$

čia: $U_{BE\,1,2\,o}$ ir $I_{K\,1,2\,o} = I_{K\,e\,s\cdot}/\exp\left(U_{BE\,1,2\,o}/\varphi_T\right)$ – atitinkamai tranzistorių $T_{1,2}$ emiterinių p–n sandūrų įtampos ir kolektorių $K_{1,2}$ srovės veikos taške $\{I_{K\,1,2\,o}, U_{KB\,1,2\,o}\} \Rightarrow$ c (2.71 pav.).

Išraiškose (2.312a, b), esant diferencinio stiprintuvo balanso sąlygai: $U_{iš\,df} = 0$, galioja akivaizdi tapatybė:

$$I_{K\,1\,o} \cong I_{K\,2\,o} \cong \alpha_{o\,1,2}\cdot I_{o=}/2. \quad (2.313)$$

Iš (2.312a, b) ir (2.313) gauname diferencinio stiprintuvo su p–n–p dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ kolektorių $K_{1,\,2}$ atitinkamų srovių $I_{K\,1,\,2}$ perdavimo charakteristikas:

$$\left.\begin{aligned} I_{K\,1} &= \alpha_{o\,1}\cdot I_{o=}/[1 + \exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)], \\ I_{K\,2} &= \alpha_{o\,2}\cdot I_{o=}/[1 + 1/\exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)], \end{aligned}\right\} \qquad (2.314)$$

čia išvedimo metu pirmiausia surandame santykį $I_{K\,1}/I_{K\,2} = \exp(U_{BE\,2}/\varphi_T)/\exp(U_{BE\,1}/\varphi_T)$.

Akivaizdu, jog n–p–n tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju gautose išraiškose (2.314) srovės $I_{K\,1}$ išraiška atitinka srovės $I_{K\,2}$ išraišką ir atvirkščiai. Iš išraiškų (2.314) automatiškai kyla ir sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ atvejis, kai $\Delta U_{in\,p} = \Delta U_{in\,s} = 0$. Šiuo atveju įėjimuose $U_{in\,1,\,2}$ kintant sinfazinėms įtampoms $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $K_{1,\,2}$ srovės $I_{K\,1,\,2}$, esant idealiam pastoviosios srovės šaltiniui $I_{o=}$ = const, išlieka pastovių verčių $I_{K\,1,\,2} \cong$ $\cong I_{K\,1,\,2\,o} \cong \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}/2$. Šis sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ atvejis 2.101 pav. parodytas taškine tiese $I_{K\,1,\,2}$ = const.

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo veika parafazinio poveikio $\Delta U_{in\,p} = U_{in\,1} + U_{in\,2}$ atveju yra nusakoma perdavimo charakteristikų $I_{K\,1,\,2}(\Delta U_{in\,p})$ *diferencialiniu statumu* S_{df}:

$$S_{df\,1,\,2} = \partial I_{K\,1,\,2}/\partial(\Delta U_{in\,p}), \qquad (2.315)$$

ir iš čia bei (2.314) randame:

$$S_{df\,1} = -\alpha_{o\,1}\cdot I_{o=}\cdot\exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)/\{\varphi_T\cdot[1 + \exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)]^2\}, \qquad (2.316)$$

kai pasinaudojome $I_{K\,1}$ išraiška (2.314);

$$S_{df\,2} = \alpha_{o\,2}\cdot I_{o=}/\{\varphi_T\cdot\exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)\cdot[1 + 1/\exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)]^2\}, \qquad (2.317)$$

kai pasinaudojome $I_{K\,2}$ išraiška (2.314).

Nesunku įsitikinti, kad išraiškos (2.316) ir (2.317) yra vienodos ir skiriasi tik ženklu, todėl $|S_{df\ 1}| = |S_{df\ 2}| = S_{df}$, kurios normuotos vertės maksimalios vertės $S_{df\ max}$ atžvilgiu priklausomybė nuo $\Delta U_{in\ p}$ pateikta 2.101 pav. brūkšnine-taškine kreive. Iš ten matome, kad diferencialinio statumo S_{df} maksimali vertė $S_{df\,max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in\,p}| \Rightarrow 0$. Tuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę:

$$\partial S_{df}/\partial(\Delta U_{in\,p}) = 0.$$

Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in\,p} = 0$ į (2.316) arba (2.317), gauname:

$$S_{df\,max} = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}/(4\cdot\varphi_T). \qquad (2.318)$$

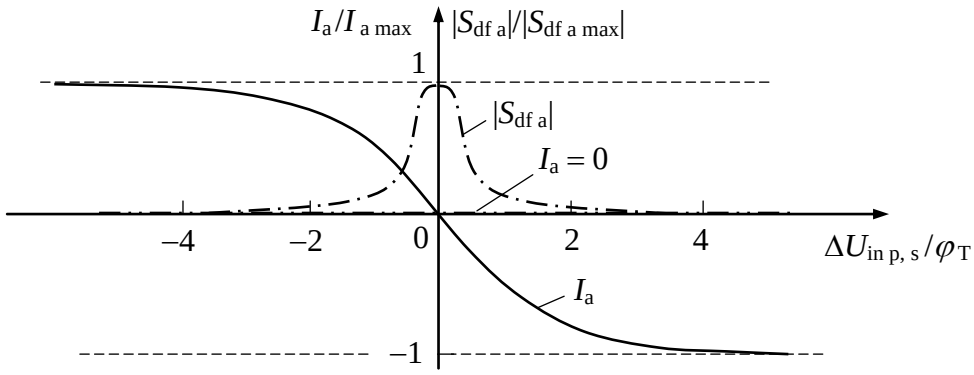
Iš 2.101 pav. parodytos diferencialinio statumo priklausomybės $S_{df}(\Delta U_{in\ p})$ matome: diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1.\ 2}$ aktyvi veika yra tik santykinai siaurame parafazinio poveikio įtampų $\Delta\boldsymbol{U}_{in\ p}$ diapazone $|\Delta U_{in\ p}| \le 2\cdot\varphi_T$, ir iš čia kambario temperatūroje $T \cong 300$ K parafazinio poveikio įtampų $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p}$ diapazonas ± 51 mV.

Diferencinės (skirtuminės) išėjimo $U_{iš\ 1\text{-}2}$ srovės $\boldsymbol{I}_a$ diferencinės apkrovos rezistoriuje R_a perdavimo charakteristiką $I_a(\Delta U_{in\,p,\,s})$ kyla iš anksčiau gautų išraiškų (2.303) bei (2.314) ir 2.96 pav., a, parodytos diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo schemos su p–n–p dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ atveju yra pateikta 2.102 pav.

2.102 pav. parodyta diferencinė perdavimo charakteristika I_a $(\Delta U_{in\ p,\ s})$ atitinka pasirinktą teigimą srovės $\boldsymbol{I}_a$ kryptį diferencinės apkrovos rezistoriuje R_a (2.96 pav.) – iš „kairės“ į „dešinę“. Analogiškai (2.302), taikydami tranzistorių $T_{1,\ 2}$ ir jų kolektorių $K_{1,\ 2}$ apkrovos rezistorių $R_{K\,1,\,2}$ ir schemos diferenciniam apkrovos rezistoriaus R_a sudarytam kontūrui Kirchhofo taisykles, galima parašyti:

$$I_{K\,1,\,2} - I_{RK\,1,\,2} - I_a = 0, \qquad (2.319)$$

$$I_{RK\,1}\cdot R_{K\,1,\,2} - I_{RK\,2}\cdot R_{K\,1,\,2} - I_a\cdot R_a = 0, \qquad (2.319a)$$



2.102 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav., a) diferencinė perdavimo charakteristika I_a ($\Delta U_{in\ p,\ s}$), esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{in\,p} = U_{in\,1} + U_{in\,2}$ (ištisinė kreivė), ir sinfaziniam poveikiui $\Delta U_{in\,s} = U_{in\,1} - U_{in\,2} = 0$ (brūkšninė tiesė $I_a = 0$)

čia $I_{RK\,1,\,2}$ – srovės, tekančios per atitinkamų tranzistorių $T_{1,\,2}$ apkrovos rezistorius $R_{K\,1,\,2}$.

Iš (2.319) ir (2.314) gauname 2.102 pav. parodytos diferencinės perdavimo charakteristikos I_a ($\Delta U_{in\,p,\,s}$) analizinę išraišką:

$$\begin{aligned} I_a &= [R_{K\,1,\,2}/(R_a + 2\cdot R_{K\,1,\,2})]\cdot(I_{K\,1} - I_{K\,2}) = \\ &= \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}\cdot R_{K\,1,\,2}/\{(R_a + 2\cdot R_{K\,1,\,2})\cdot\{[1 + \exp(\Delta U_{in\,p,\,s}/\varphi_T)]^{-1} - \\ &\quad - [1 + 1/\exp(\Delta U_{in\,p,\,s}/\varphi_T)]^{-1}\}\} = \\ &= I_{a\,max}\cdot[1 - \exp(\Delta U_{in\,p,\,s}/\varphi_T)]/[1 + \exp(\Delta U_{in\,p,\,s}/\varphi_T)], \end{aligned} \qquad (2.320)$$

čia pasinaudojome išraiška (2.303).

Iš (2.320) matome, kad sinfazinio poveikio $\Delta \boldsymbol{U}_{in\,s}$ atveju $I_a = 0$, nes $\Delta U_{in\,s} = 0$, ir ši situacija 2.102 pav. yra parodyta brūkšnine-dvitaške tiese $I_a = 0$.

Skirtuminio stiprintuvo veika taip pat nusakoma diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_a$ perdavimo charakteristikos I_a ($\Delta U_{in\,p}$) *diferenciniu statumu* $S_{df\,a}$:

$$S_{df\,a} = \partial I_a/\partial(\Delta U_{in\,p}), \qquad (2.321)$$

ir iš čia bei (2.320) randame:

$$S_{df\,a} = -2\cdot I_{a\,max}\cdot\exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)/\{\varphi_T\cdot[1 + \exp(\Delta U_{in\,p}/\varphi_T)]^2\}. \qquad (2.322)$$

Akivaizdu, jog, pasirinkus teigiamą srovės $\boldsymbol{I}_a$ kryptį diferencinės apkrovos rezistoriuje R_a iš „dešinės“ į „kairę“ (2.96 pav., a), diferencinis statumas $S_{df\,a}$ bus teigiamas ($S_{df\,a} > 0$), o pasirinkus kitaip, bus priešingai: $S_{df\,a} < 0$. Taigi, iš (2.322) apskaičiuota diferencinio statumo $S_{df\,a}$ modulio $|S_{df\,a}|$ priklausomybė nuo $\Delta U_{in\,p}$ yra pateikta 2.102 pav. brūkšnine-taškine kreive, čia $|S_{df\ a}|$ vertė normuota maksimalios vertės $S_{df\ a\ max}$ atžvilgiu. Iš 2.102 pav. matome, kad diferencinio statumo $S_{df\,a}$ maksimali vertė $S_{df\ a\ max}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{in\,p}| \Rightarrow 0$. Tuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę lygtį $\partial S_{df\,a}/\partial(\Delta U_{in\,p}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{in\,p} = 0$ į (2.322), gauname:

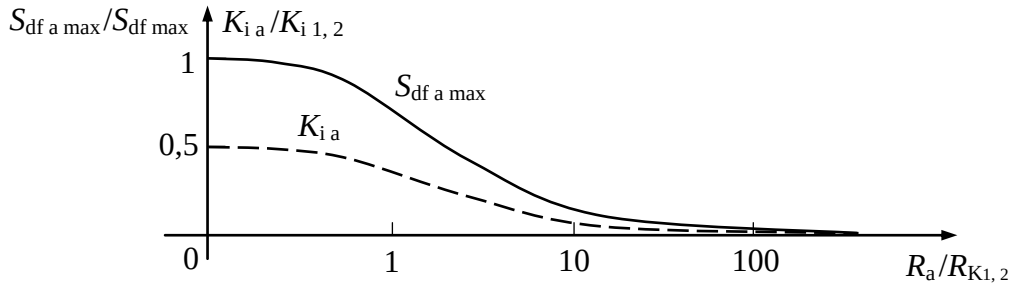
$$S_{df\,a\,max} = I_{a\,max}/(2\cdot\varphi_T) = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}\cdot R_{K\,1,\,2}/[2\cdot\varphi_T\cdot(R_a + 2\cdot R_{K\,1,\,2})], \qquad (2.323)$$

čia galutinė išraiška yra parašyta pasinaudojus išraiška (2.303).

Iš (2.323) matome: skirtuminio stiprintuvo (2.96 pav., a) diferencinio statumo $S_{df\,a}$ maksimali vertė $S_{df\,a\,max}$ priklauso nuo schemos diferencinės apkrovos rezistoriaus R_a varžos ir yra didžiausia, kai $R_a \Rightarrow 0$. Šiuo atveju turime:

$$S^*_{df\,a\,max} = \alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o=}/(4\cdot\varphi_T). \qquad (2.323a)$$

Palyginę (2.323a) vertę su (2.318), matome, jog diferencinio statumo $S_{\text{df a}}$ maksimalios vertės $S_{\text{df a max}}$ didžiausia reikšmė $S^{*}_{\text{df a max}}$ sutampa su skirtuminio stiprintuvo išėjimų $U_{\text{iš 1, 2}}$ atitinkamų kolektorių $\text{K}_{1,2}$ srovių $I_{\text{K 1, 2}}$ arba santakų $\text{D}_{1,2}$ srovių $I_{\text{D 1, 2}}$ diferencialinio statumo $S_{\text{df 1, 2}}$ (2.315) maksimalia verte $S_{\text{df max}}$ (2.318). Iš (2.323) apskaičiuota priklausomybė $S_{\text{df a max}}(R_{\text{a}})$ yra pateikta 2.103 pav.



2.103 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{1,2}$ (2.96 pav., a) diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{\text{a}}(\Delta U_{\text{in p}})$ diferencinio statumo $S_{\text{df a}}$ maksimalios vertės $S_{\text{df a max}}$ (ištisinė kreivė) ir schemos išėjimo $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės apkrovos rezistoriuje R_{a} diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{i a}}$ modulio $K_{\text{i a}}$ (brūkšninė kreivė) priklausomybės nuo R_{a}, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{\text{in p}} = U_{\text{in 1}} + U_{\text{in 2}}$, čia atitinkamos priklausomybės pateiktos normuotu masteliu

Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav., a) išėjimuose $U_{\text{iš 1, 2}}$ tranzistorių $\text{T}_{1,2}$ atitinkamų kolektorių srovių $\boldsymbol{I}_{\text{K 1, 2}}$ atitinkamas stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{i 1, 2}}$ atitinka BE schemos srovės stiprinimo koeficientą $\boldsymbol{\beta}_{1,2}$ (pirmoji d.– (1.149), (1.243)). Tačiau anksčiau parodėme, kad BE, BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} srovė $\boldsymbol{I}_{\text{in}} > \boldsymbol{I}_{\text{B}}$, nes kartu su tranzistoriaus T bazės B srove $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ įėjimo grandinėje $U_{\text{in 1, 2}}$ teka veikos tašką $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KB o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1||R_2$ (2.69 pav.) arba rezistoriaus $R_{\text{I-B}}$ (2.72 pav.) papildoma srovė $\boldsymbol{I}_{(\text{R1}||\text{R2}),\ \text{RI-B}}$. Iš čia darome išvadą, jog ir skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{1,2}$ (2.69 pav., a) atitinkamų kolektorių $\text{K}_{1,2}$ srovių $\boldsymbol{I}_{\text{K 1, 2}}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{i 1, 2}} \le \boldsymbol{\beta}_{1,2}$, taip pat ir pastoviosios srovės stiprinimo koeficientai $K_{\text{I 1, 2}} \le \beta_{\text{o 1, 2}}$. Kai yra tenkinama sąlyga: $I_{(\text{R1}||\text{R2})} \ge (3\text{–}5)\cdot I_{\text{B 1, 2}}$, skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{1,2}$ (2.69 pav., a) atitinkamų kolektorių $\text{K}_{1,2}$ srovių $\boldsymbol{I}_{\text{K 1, 2}}$ stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{i 1, 2}} \cong \boldsymbol{\beta}_{1,2}$ ir $K_{\text{I 1, 2}} \cong \beta_{\text{o 1, 2}}$, čia $I_{(\text{R1}||\text{R2})}$ – tranzistorių $T_{1,2}$ veikos tašką $\{I_{\text{K 1, 2 o}}, U_{\text{KB 1, 2 o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1||R_{\text{i 1}}$ ir $R_2||R_{\text{i 2}}$ srovė. Čia būtina pasakyti, kad sąryšis $\boldsymbol{I}_{\text{K 1, 2}} \cong \boldsymbol{\beta}_{1,2} \cdot \boldsymbol{I}_{\text{in 1, 2}}$ ir atitinkamai $I_{\text{K 1, 2}} \cong \beta_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{in 1, 2}}$, galioja tik tiesinėje diferencinio stiprintuvo perdavimo charakteristikos $I_{\text{K 1, 2}}(U_{\text{in 1, 2}})$ srityje (2.101 pav.) – parafazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ įtampų diapazone $|\Delta U_{\text{in p}}| \le 2\cdot\varphi_{\text{T}}$.

Skirtuminio išėjimo $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_{a} stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{i a}}$ priklauso nuo R_{a} ir yra didžiausias, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$. Šiuo atveju turime $\boldsymbol{K}_{\text{i a max}} = \boldsymbol{K}_{\text{i 1, 2}}/2$, tai tiesiogiai kyla iš $I_{\text{a max}}$ išraiškos (2.303). Priklausomybė $\boldsymbol{K}_{\text{i a}}(R_{\text{a}})$ yra parodyta 2.103 pav. brūkšnine kreive. Čia sąryšiai $\boldsymbol{I}_{\text{a}} \cong \boldsymbol{K}_{\text{i a}}\cdot\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ ir $I_{\text{a}} \cong K_{\text{I a}}\cdot I_{\text{in}}$ taip pat galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ perdavimo charakteristikos $I_{\text{a}}(\Delta U_{\text{in p}})$ srityje (2.102 pav.) – parafazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ įtampų diapazone $|\Delta U_{\text{in p}}| \le 2\cdot\varphi_{\text{T}}$.

Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais (2.96 pav., a) išėjimuose $U_{\text{iš 1, 2}}$ įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}}$ yra išreiškiami per jo perdavimo charakteristikų $I_{\text{K 1, 2}}(\Delta U_{\text{in p}})$ diferencialinius statumus $\boldsymbol{S}_{\text{df 1, 2}}$ (2.315) ir rezistorių $R_{\text{K 1, 2}}$ varžas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}} = \boldsymbol{S}_{\text{df 1, 2}}\cdot R_{\text{K 1, 2}}. \tag{2.324}$$

Ši išraiška tiesiogiai kyla iš koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}}$ apibrėžties, tapatybių $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}} = \partial\boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}}/\partial(\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}) = R_{\text{K 1, 2}}\cdot\partial\boldsymbol{I}_{\text{K 1, 2}}/\partial(\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}) = \boldsymbol{S}_{\text{df 1, 2}}\cdot R_{\text{K 1, 2}}$, čia pasinaudojome išraiška (2.315).

Išraiška (2.324) galioja visame įėjimuose $U_{\text{in 1, 2}}$ veikiančių poveikių $\boldsymbol{U}_{\text{in 1, 2}}$ vrčių diapazone ir parafazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ atveju normuotos priklausomybės $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}}/\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2 max}}$ nuo $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}/\varphi_{\text{T}}$ grafikas atitinka 2.101 pav. pateiktos normuotos priklausomybės $S_{\text{df}}/S_{\text{df max}}$ nuo $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}/\varphi_{\text{T}}$ grafiką. Iš (2.324) ir (2.318) randame koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}}$ didžiausios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2 max}}$ modulio išraišką:

$$K_{\text{u 1, 2 max}} = \alpha_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{K 1, 2}}/(4 \cdot \varphi_{\text{T}}). \tag{2.325}$$

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in s}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 1}} - \boldsymbol{U}_{\text{in 2}} = 0$ atveju skirtuminio stiprintuvo schemoje su idealiu pastoviosios srovės šaltiniu $I_{\text{o =}} = \text{const}$ koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}} = 0$, nes įėjimuose $U_{\text{in 1, 2}}$ kintant sinfazinėms įtampoms $\boldsymbol{U}_{\text{in 1, 2}}$, tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $\text{K}_{1,\,2}$ srovės $I_{\text{K 1, 2}}$ (arba santakų $\text{D}_{1,\,2}$ srovės $I_{\text{D 1, 2}}$) išlieka pastovios: $I_{\text{K 1, 2 o}} \cong$ $\cong \alpha_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{o =}}/2 = \text{const}$ (arba $I_{\text{D 1, 2 o}} \cong I_{\text{o =}}/2 = \text{const}$) (2.101 pav. tai parodyta taškine tiese $\cong I_{\text{K 1, 2}} = \text{const}$).

Analogiškai išraiškai (2.324) yra parašomas ir skirtuminio stiprintuvo diferencinės apkrovos rezistoriuje R_{a} diferencinės išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš 1}} - \boldsymbol{U}_{\text{iš 2}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u a}}$:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u a}} = \boldsymbol{S}_{\text{df a}} \cdot R_{\text{a}}. \tag{2.326}$$

Į (2.326) įstatę išraišką (2.323), gauname stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a}}$ maksimalios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}$ modulio $K_{\text{u a max}}$ išraišką:

$$K_{\text{u a max}} = \alpha_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{a}} \cdot R_{\text{K 1, 2}}/[2 \cdot \varphi_{\text{T}} \cdot (R_{\text{a}} + 2 \cdot R_{\text{K 1, 2}})] =$$

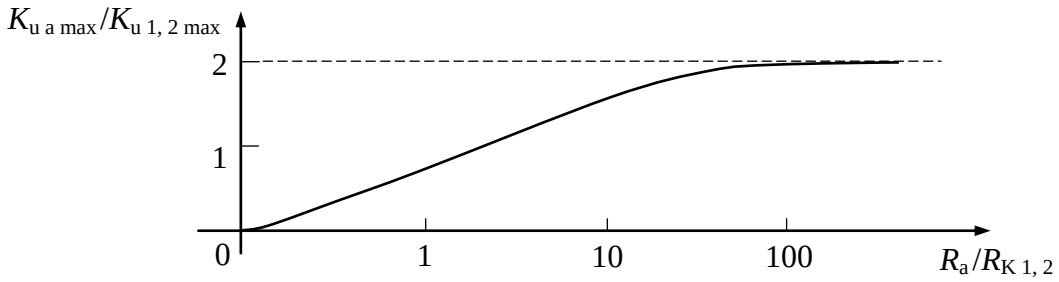
$$= \alpha_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{K 1, 2}}/[2 \cdot \varphi_{\text{T}} \cdot (1 + 2 \cdot R_{\text{K 1, 2}}/R_{\text{a}})]. \tag{2.327}$$

Išraiška (2.327) galioja skirtuminio stiprintuvo tiesinėje diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ perdavimo charakteristikos $I_{\text{a}}(\Delta U_{\text{in p}})$ srityje (2.102 pav.) – parafazinio poveikio įtampų $\Delta U_{\text{in p}}$ diapazone $|\Delta U_{\text{in p}}| \le 2 \cdot \varphi_{\text{T}}$.

Iš (2.327) matome: $\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}$ priklauso nuo diferencinio apkrovos rezistoriaus R_{a} varžos ir modulis $|\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}|$ yra didžiausias, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$. Šiuo atveju turime:

$$K^{*}_{\text{u a max}} = \alpha_{\text{o 1, 2}} \cdot I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{K 1, 2}}/(2 \cdot \varphi_{\text{T}}). \tag{2.327a}$$

Palyginę vertę (2.327a) su (2.325), matome, jog išėjimo $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a}}$ maksimalios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}$ didžiausia modulio reikšmė $K^{*}_{\text{u a max}}$ yra du kartus didesnė už išėjimų $U_{\text{iš 1, 2}}$ atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}}$ stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u 1, 2}}$ didžiausią modulio vertę $K_{\text{u 1, 2 max}}$. Iš (2.327) apskaičiuota koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}$ modulio $|\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}|$ priklausomybė $K_{\text{u a max}}(R_{\text{a}})$ yra pateikta 2.104 pav.



2.104 pav. Skirtuminio stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav.) išėjimo $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a}}$ maksimalios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u a max}}$ modulio $K_{\text{u a max}}$ priklausomybė nuo diferencinės apkrovos R_{a} varžos, esant parafaziniam poveikiui $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$

Akivaizdu, jog sinfazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in s}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 1}} - \boldsymbol{U}_{\text{in 2}} = 0$ atveju skirtuminio stiprintuvo schemoje su idealiu pastoviosios srovės $I_{\text{o =}} = \text{const}$ šaltiniu koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u a}} = 0$, nes įėjimuose $U_{\text{in 1, 2}}$ kintant įtampoms $\boldsymbol{U}_{\text{in 1}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 2}}$, tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių

srovės $I_{K\ 1,\ 2}$ (arba santakų $D_{1,\ 2}$ atitinkamos srovės $I_{D\ 1,\ 2}$) išlieka pastovios: $I_{K\ 1,\ 2\ o} \cong$ $\cong \alpha_{o\ 1,\ 2} \cdot I_{o=}/2$ (arba $I_{D\ 1,\ 2\ o} \cong I_{o=}/2$), ir todėl $\boldsymbol{I}_a \cong 0$. Ši situacija 2.101 pav. yra parodyta taškine tiese $I_{K\ 1,\ 2}$ = const.

Anksčiau parodėme, kad, kai $\boldsymbol{U}_{in\ 1,\ 2} = 0$, diferencinis stiprintuvas gali būti valdomas kintamosios srovės $I_{o\ \sim}$ (arba $\boldsymbol{I}_o$) šaltiniu, įjungtu emiterių $E_{1,\ 2}$ arba ištakų $S_{1,\ 2}$ grandinėse (2.96 pav.), nes schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ didėjant srovės šaltinio srovei $I_{o\ \sim}$, įtampų $U_{EB\ 1,\ 2\ \sim}$ moduliai $U_{o\ EB\ 1,\ 2}$ taip pat didėja ir kartu didėja įtampos $U_{E\ 1\text{-}2\ \sim}$ modulis $U_{o\ E\ 1\text{-}2}$. Todėl čia nagrinėjamu atveju (2.96 pav., a) neigiamos įtampos $-U_{E\ 1\text{-}2\ =}$ modulis $|U_{E\ 1\text{-}2\ =}|$ mažėja, ir todėl p–n–p tranzistoriai $T_{1,\ 2}$ yra „atidaromi“. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o\ \sim}$ mažėja, įtampa $U_{o\ EB\ 1,\ 2}$ taip pat mažėja, ir todėl p–n–p tranzistoriai $T_{1,\ 2}$ yra „uždaromi“. Iš čia akivaizdžiai matome, jog diferenciniame stiprintuve kintamosios srovės šaltinio $I_{o\ \sim}$ atžvilgiu dvipoliai tranzistoriai $T_{1,\ 2}$ yra įjungti BB schemose ir jų valdymas srovės $I_{o\ \sim}$ šaltiniu yra tik sinfazinis. Taigi, esant kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_o$ (arba $I_{o\ \sim}$) srovės šaltiniui, subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimuose $U_{iš\ 1,\ 2}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\ 1} = \boldsymbol{U}_{iš\ 2} = \boldsymbol{\alpha}_{1,\ 2} \cdot \boldsymbol{I}_o \cdot R_{K\ 1,\ 2}/2$, ir šių įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\ 2}$ fazės $\varphi_{iš\ 1,\ 2}$ yra vienodos, ir sutampa su poveikio $\boldsymbol{I}_o$ faze $\varphi_{Io} = \varphi_{iš\ 1,\ 2}$. Todėl diferencinės schemos diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_a skirtuminio išėjimo $U_{iš\ 1\text{-}2}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš\ df} = 0$ (2.300), kartu ir šios įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\ a\ (Io)} = 0$. Iš čia taip pat darome išvadą, jog valdymo srove $\boldsymbol{I}_o$ (arba $I_{o\ \sim}$) atveju tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atitinkamų kolektorių $K_{1,\ 2}$ apkrovos rezistoriuose $R_{K\ 1,\ 2}$ atitinkamų srovių $\boldsymbol{I}_{K\ 1,\ 2}$ perdavimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{i\ 1,\ 2\ (Io)}$ atitinka BB schemos srovės perdavimo koeficientą $\boldsymbol{\alpha}_{1,\ 2}$ (pirmoji d.– (1.126), (1.214), (1.215)), ir diferencinės schemos balanso atveju srovių $\boldsymbol{I}_{K\ 1,\ 2}$ atitinkamuose rezistoriuose $R_{K1,\ 2}$ atitinkami perdavimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{i\ 1,\ 2\ (Io)}$ yra išreiškiami taip:

$$\boldsymbol{K}_{i\ 1,\ 2\ (Io)} = 2 \cdot \boldsymbol{I}_{K\ 1,\ 2}/\boldsymbol{I}_o = \boldsymbol{\alpha}_{1,\ 2}. \tag{2.328}$$

Akivaizdu, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo valdymo kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_o$ šaltiniu, esant balanso sąlygai: $U_{iš\ df} = 0$, diferencinėje apkrovoje R_a išėjimo $U_{iš\ 1\text{-}2}$ diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_a$ perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{i\ a\ (Io)} = 0$. Kita vertus, šiuo valdymo atveju subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimuose $U_{iš\ 1,\ 2}$ kintamųjų įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\ 2}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{u\ 1,\ 2\ (Io)}$ analogiškai išraiškoms (2.324) ir (2.326) yra parašomi taip:

$$\boldsymbol{K}_{u\ 1,\ 2\ (Io)} = \boldsymbol{S}_{b\ 1,\ 2} \cdot R_{K\ 1,\ 2} = \boldsymbol{\alpha}_{1,\ 2} \cdot \boldsymbol{I}_o \cdot R_{K\ 1,\ 2}/2 \cdot \varphi_T, \tag{2.329}$$

čia $\boldsymbol{S}_{b\ 1,\ 2}$ – dvipolių tranzistorių $T_{1,\ 2}$ diferencialiniai statumai BB schemoje (pirmoji d.– (1.121)–(1.123)).

Gautoje išraiškoje (2.329) yra neakivaizdžiai įskaitoma srovės $\boldsymbol{I}_o$ priklausomybė nuo srovės šaltinio valdymo įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$ – turime funkcija $\boldsymbol{I}_o$ ($\boldsymbol{U}_{Io}$), o koeficientai $\boldsymbol{K}_{u\ 1,\ 2\ (Io)}$ yra apibrėžiami taip:

$$\boldsymbol{K}_{u\ 1,\ 2\ (Io)} = \boldsymbol{U}_{iš\ 1,\ 2}/\boldsymbol{U}_{Io}. \tag{2.329a}$$

Iš (2.329a) matome: koeficientų $\boldsymbol{K}_{u\ 1,\ 2\ (Io)}$ fazės $\varphi_{u\ 1,\ 2\ (Io)}$, kartu ir išėjimuose $U_{iš\ 1,\ 2}$ atitinkamų kintamųjų įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\ 2}$ fazės $\varphi_{iš\ 1,\ 2}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$ atžvilgiu, priklauso nuo funkcinio sąryšio $\boldsymbol{I}_o = F(\boldsymbol{U}_{Io})$, kuris bendru atveju gali būti įvairus. Kita vertus, gauta išraiška (2.329) taip pat galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo perdavimo charakteristikų $I_{K\ 1,\ 2}$ ($\Delta U_{in\ p}$) srityje (2.101 pav.) – poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$ diapazone ΔU_{Io}, kuriame yra tenkinama nelygybė:

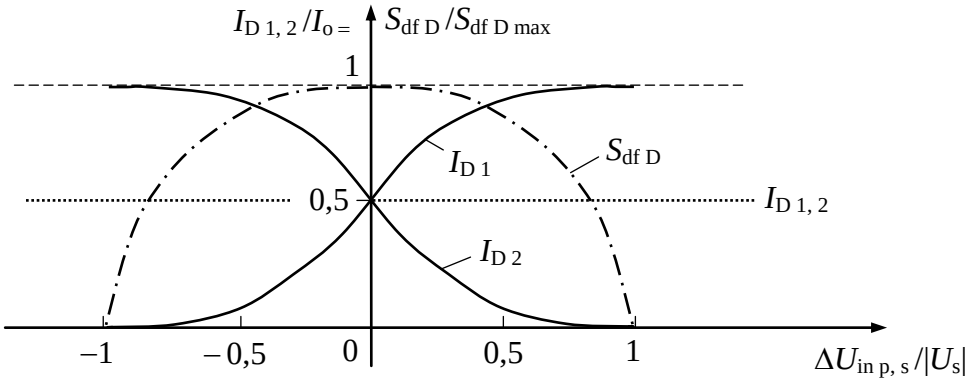
$$|\boldsymbol{I}_o(\boldsymbol{U}_{Io})| \le |\mathcal{E} - U_{B\ 1,\ 2\ o}|/R_{K1,\ 2}, \tag{2.330}$$

čia $U_{B\ 1,\ 2\ o}$ – dvipolių tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\ 2}$ įtampos, atitinkančios veikos tašką $\{I_{K\ 1,\ 2\ o}, U_{B\ 1,\ 2\ o}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{1,\ 2} \| R_{i\ 1,\ 2}$ įtampų vertes (2.96 pav., a).

Nelygybė (2.330) išreiškia tą faktą, jog srovės šaltinio $\boldsymbol{I}_o$ srovės amplitudė I_o negali viršyti BB schemose įjungtų tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atitinkamų kolektorių srovių $I_{K\ 1,\ 2}$ maksimalių verčių $I_{K\ 1,\ 2\ max}$ (2.70 pav., b), nes viršijus šią srovę tranzistorių $T_{1,\ 2}$ veikos taškai

$\{I_{\mathrm{K}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{B}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$ patenka į soties veikos taško s sritį, ir tranzistoriai $\mathrm{T}_{1,\,2}$ yra visiškai „atidaromi“ – įsotinami.

Lauko tranzistorių atveju diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su sandūriniais atidarytų n– kanalų lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b) atitinkamų santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ srovių $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ normuotos perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}\,(\Delta U_{\mathrm{in\,p,\,s}})$ yra parodytos 2.105 pav.



2.105 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su sandūriniais atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b ir 2.97 pav.) perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ $(\Delta U_{\mathrm{in\,p,\,s}})$, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = + U_{\mathrm{in}\,1} + U_{\mathrm{in}\,2}$ (ištisinės kreivės), ir esant sinfaziniam poveikiui $\Delta U_{\mathrm{in\,s}} = = U_{\mathrm{in}\,1} - U_{\mathrm{in}\,2} = 0$ (taškinė tiesė $I_{\mathrm{D}\,1,\,2} \equiv \mathrm{const}$), kai $I_{\mathrm{o}=}/I_{\mathrm{D\,max}} = 1$

2.105 pav. parodytų perdavimo charakteristikų $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ $(\Delta U_{\mathrm{in\,p,\,s}})$ analizines išraiškas surasime pasinaudoję šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateikta išraiška (1.281), ir tuo faktu, jog diferenciniame stiprintuve visada galioja srovių balanso sąlyga (2.305). Parašę akivaizdžią papildomą tapatybę $\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = U_{\mathrm{GS}\,1} + U_{\mathrm{GS}\,2}$, iš čia sudarome lygčių sistemą:

$$\left.\begin{aligned} &I_{\mathrm{D}\,1} = I_{\mathrm{D\,s}}\cdot[1 - |U_{\mathrm{GS}\,1\,\mathrm{o}} + U_{\mathrm{GS}\,1}|/|U_{\mathrm{s}}|]^2,\\ &I_{\mathrm{D}\,2} = I_{\mathrm{D\,s}}\cdot[1 - |U_{\mathrm{GS}\,2\,\mathrm{o}} + U_{\mathrm{GS}\,2}|/|U_{\mathrm{s}}|]^2,\\ &I_{\mathrm{D}\,1} + I_{\mathrm{D}\,2} = I_{\mathrm{o}=},\\ &\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = U_{\mathrm{GS}\,1} + U_{\mathrm{GS}\,2}, \end{aligned}\right\} \qquad (2.331)$$

čia $U_{\mathrm{GS}\,1,\,2\,\mathrm{o}}$ – atitinkamai lauko tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ užtūrų $\mathrm{G}_{1,\,2}$ p–n sandūrų įtampos pradiniame (statiniame) veikos taške $\{I_{\mathrm{D}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{DS}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$, pavyzdžiui, taške c (2.85 pav.).

Išraiškos (2.331) galioja, kai yra tenkinamos šios sąlygos:

$$|(U_{\mathrm{GS}\,1,\,2\,\mathrm{o}} + U_{\mathrm{GS}\,1,\,2})| \le |U_{\mathrm{s}}| \ \text{ ir } \ |\Delta U_{\mathrm{in\,p}}| \le |U_{\mathrm{s}}|, \qquad (2.332)$$

čia sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus atveju įtampa $U_{\mathrm{GS}\,1,\,2\,\mathrm{o}} \le 0$.

Kita vertus, išraiškose (2.331), esant balanso sąlygai $|\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\,df}}| = 0$, ir nesant poveikio, kai $U_{\mathrm{GS}\,1,\,2\sim} = 0$, galioja akivaizdi tapatybė:

$$I_{\mathrm{D}\,1} = I_{\mathrm{D}\,1\,\mathrm{o}} \cong I_{\mathrm{D}\,2\,\mathrm{o}} = I_{\mathrm{D}\,2} \cong I_{\mathrm{o}=}/2. \qquad (2.333)$$

Iš (2.331)–(2.333) gauname diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ srovių $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ *perdavimo charakteristikas* $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}\,(\Delta U_{\mathrm{in\,p,\,s}})$:

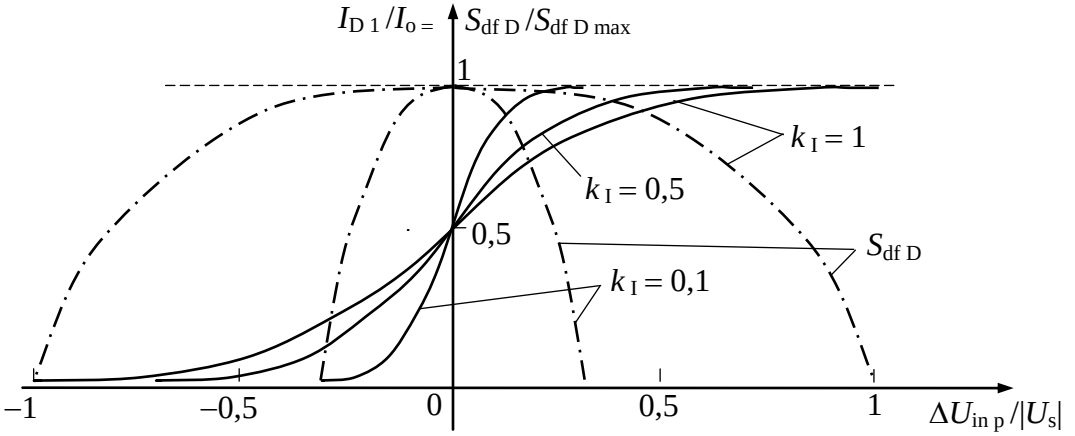
$$\left.\begin{aligned} I_{\mathrm{D}\,1} &= I_{\mathrm{o}=}/2 \pm \{I^2{}_{\mathrm{o}=} - I^2{}_{\mathrm{D\,s}}\cdot[I_{\mathrm{o}=}/I_{\mathrm{D\,s}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2\,]^2\,\}^{1/2}/2 =\\ &= \{I_{\mathrm{o}=} \pm I_{\mathrm{D\,s}}\cdot(|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}|/|U_{\mathrm{s}}|)\cdot[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2\,]^{1/2}\,\}/2,\\ I_{\mathrm{D}\,2} &= I_{\mathrm{o}=}/2\ \mu\ \{I^2{}_{\mathrm{o}=} - I^2{}_{\mathrm{D\,s}}\cdot[I_{\mathrm{o}=}/I_{\mathrm{D\,s}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2\,]^2\,\}^{1/2}/2 =\\ &= \{I_{\mathrm{o}=}\ \mu\ I_{\mathrm{D\,s}}\cdot(|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}|/|U_{\mathrm{s}}|)\cdot[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2\,]^{1/2}\,\}/2, \end{aligned}\right\} \qquad (2.334)$$

čia: $k_{\rm I} = I_{\rm o=}/I_{\rm D\,s}$ ir gautos išraiškos galioja, kai yra tenkinamos šios papildomos sąlygos:

$$I_{\rm o=}/I_{\rm D\,s} - (\pm\Delta U_{\rm in\,p}/|U_{\rm s}|)^2 \geq 0 \;\Rightarrow\; |\Delta U_{\rm in\,p}| \leq (k_{\rm I})^{1/2}\cdot|U_{\rm s}| \;\text{ ir }\; k_{\rm I} = I_{\rm o=}/I_{\rm D\,s} \leq 1. \quad (2.335)$$

Išvesdami išraiškas (2.334) pirmiausia iš lygčių sistemos (2.331) pirmosios ir antrosios lygčių surandame skirtumą $[(I_{\rm D\,2}/I_{\rm D\,s})^{1/2} - (I_{\rm D\,1}/I_{\rm D\,s})^{1/2}] = \Delta U_{\rm in\,p}/|U_{\rm s}|$, čia tariame, kad galioja tapatybė: $U_{\rm GS\,1\,o} \cong U_{\rm GS\,2\,o}$. Į gautą skirtumo išraišką iš lygčių sistemos (2.331) trečiosios tapatybės įstatome tapatybę $I_{\rm D\,2} = I_{\rm o=} - I_{\rm D\,1}$. Iš čia gauname kvadratinę lygtį, kurioje kintamasis yra ieškomoji funkcija $I_{\rm D\,1}(\Delta U_{\rm in\,p})$. Šiuo būdu gautos kvadratinės lygties du realieji sprendiniai aprašo funkcijas $I_{\rm D\,1,\,2}(\pm\Delta U_{\rm in\,p})$ (2.334).

Iš išraiškų (2.334) automatiškai kyla ir *sinfazinio poveikio atvejis*, kai turime $\Delta U_{\rm in\,p} = \Delta U_{\rm in\,s} = 0$. Šiuo atveju, įėjimuose $U_{\rm in\,1,\,2}$ kintant įtampoms $\Delta\boldsymbol{U}_{\rm in\,s} = \boldsymbol{U}_{\rm in\,1} - \boldsymbol{U}_{\rm in\,2}$, kai $\boldsymbol{U}_{\rm in\,1} = \boldsymbol{U}_{\rm in\,2}$ lauko tranzistorių $\rm T_{1,\,2}$ santakų $\rm D_{1,\,2}$ atitinkamos srovės $I_{\rm D\,1,\,2}$, esant idealiam pastoviosios srovės šaltiniui $I_{\rm o=} = {\rm const}$, išlieka pastovios: $I_{\rm D\,1\,o} \cong I_{\rm D\,2\,o} \cong I_{\rm o=}/2 \equiv {\rm const}$. Ši situacija 2.105 pav. yra parodyta taškine tiese $I_{\rm D\,1,\,2} = {\rm const}$. Kita vertus, iš išraiškų (2.334) taip pat matome, jog diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\rm T_{1,\,2}$ atitinkamų santakų $\rm D_{1,\,2}$ srovių $I_{\rm D\,1,\,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{\rm D\,1,\,2}(\Delta U_{\rm in\,p})$ kreivių kitimo sparta (statumas) priklauso nuo srovių $I_{\rm o=}$ ir $I_{\rm D\,s}$ santykio $k_{\rm I} = I_{\rm o=}/I_{\rm D\,s}$. Ši priklausomybė funkcijos $I_{\rm D\,1}(\Delta U_{\rm in\,p})$ atveju, esant parafaziniam poveikiui $\Delta U_{\rm in\,p} = U_{\rm in\,1} + U_{\rm in\,2}$, yra parodyta 2.106 pav.



2.106 pav. Diferencinio stiprintuvo su sandūriniais atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriais $\rm T_{1,\,2}$ (2.97 pav.) perdavimo charakteristikos $I_{\rm D\,1}(\Delta U_{\rm in\,p})$ (ištisinės kreivės) ir jų diferencialinio statumo $S_{\rm df\,D}(\Delta U_{\rm in\,p})$ (brūkšninės-taškinės kreivės) priklausomybės nuo srovių $I_{\rm o=}$ ir $I_{\rm D\,s}$ santykio koeficiento $k_{\rm I} = I_{\rm o=}/I_{\rm D\,s}$

Iš 2.106 pav. matome: mažėjant koeficientui $k_{\rm I}$, diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\rm T_{1,\,2}$ (2.97 pav.) atitinkamų santakų $\rm D_{1,\,2}$ srovių $I_{\rm D\,1,\,2}$ atitinkamuose apkrovos rezistoriuose $R_{\rm D1,\,2}$ visiškas perjungimas nuo 0 iki $I_{\rm D\,max}$ įvyksta esant vis mažesniam parafazinio poveikio įtampų diapazonui $\Delta U_{\rm in\,p}$ skirtuminiame įėjime $U_{\rm in\,1\text{-}2}$ (2.335). O būtent, kai $k_{\rm I} = 1$, yra maksimalus diapazonas $|\Delta U_{\rm in\,p}| = |U_{\rm s}|$, kai $k_{\rm I} = 0{,}5 - |\Delta U_{\rm in\,p}| \cong 0{,}7\cdot|U_{\rm s}|$, kai $k_{\rm I} = 0{,}1 - |\Delta U_{\rm in\,p}| = 0{,}3\cdot|U_{\rm s}|$, ir t. t. Iš čia taip pat matome, jog kintant koeficientui $k_{\rm I}$, keičiasi perdavimo charakteristikų $I_{\rm D\,1,\,2}(\Delta U_{\rm in\,p})$ *diferencialinis statumas* $S_{\rm df\,D}$, kuris, analogiškai (2.315), yra išreiškiamas taip:

$$S_{\rm df\,D\,1,\,2} = \partial I_{\rm D\,1,\,2}/\partial(\Delta U_{\rm in\,p}). \quad (2.336)$$

Iš čia ir (2.334) gauname:

$$S_{\rm df\,D\,1,\,2} = \pm I_{\rm D\,s}\cdot\{[2\cdot k_{\rm I} - (\pm\Delta U_{\rm in\,p}/|U_{\rm s}|)^2]^{1/2} -$$
$$-(\pm\Delta U_{\rm in\,p}/|U_{\rm s}|)^2\cdot[2\cdot k_{\rm I} - (\pm\Delta U_{\rm in\,p}/|U_{\rm s}|)^2]^{-1/2}\}/(2\cdot|U_{\rm s}|), \quad (2.337)$$

čia išraiškos pradžioje ženklas „+“ atitinka perdavimo charakteristiką $I_{\mathrm{D}\,1}(\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$, o ženklas „–“ atitinka perdavimo charakteristiką $I_{\mathrm{D}\,2}(\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$. Gauta išraiška (2.337) galioja, kai yra tenkinamos sąlygos (2.332) ir (2.335).

Iš (2.337) matome: diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ srovių $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ perdavimo charakteristikų $I_{\mathrm{D}\,1,\,2}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ diferencialiniai statumai $S_{\mathrm{df\,D}\,1,\,2}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ taip pat priklauso nuo srovių $I_{\mathrm{o}\,=}$ ir $I_{\mathrm{D\,s}}$ santykio $k_{\mathrm{I}} = I_{\mathrm{o}\,=}/I_{\mathrm{D\,s}}$. Ši priklausomybė perdavimo funkcijos $I_{\mathrm{D}\,1}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ atveju yra parodyta 2.106 pav. brūkšninėmis-taškinėmis kreivėmis, ir ten grafikai yra pateikti normuoti $S_{\mathrm{df\,D}\,1,\,2}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ maksimalios vertės $S_{\mathrm{df\,D\,max}}$ atžvilgiu. Diferencialinio statumo $S_{\mathrm{df\,D}}$ maksimali vertė $S_{\mathrm{df\,D\,max}}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}| \Rightarrow 0$, tuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę $\partial S_{\mathrm{df\,D}}/\partial(\Delta U_{\mathrm{in\,p}}) = 0$.

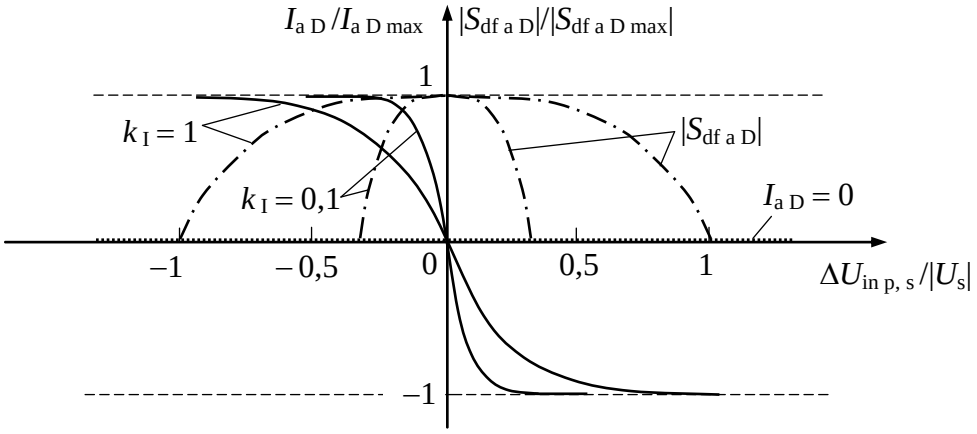
Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = 0$ į (2.337), gauname:

$$S_{\mathrm{df\,D}\,1,\,2\,\max} = \pm I_{\mathrm{D\,s}}\cdot(2\cdot k_{\mathrm{I}})^{1/2}/(2\cdot|U_{\mathrm{s}}|) = \pm I_{\mathrm{D\,s}}\cdot(2\cdot k_{\mathrm{I}})^{1/2}/(2\cdot|U_{\mathrm{s}}|), \quad (2.338)$$

ir iš čia darome išvadą: diferencialinio statumo $S_{\mathrm{df\,D}}$ maksimali vertė $S_{\mathrm{df\,D\,max}}$ taip pat priklauso nuo srovių $I_{\mathrm{o}\,=}$ ir $I_{\mathrm{D\,s}}$ santykio $k_{\mathrm{I}} = I_{\mathrm{o}\,=}/I_{\mathrm{D\,s}}$, ir, didėjant k_{I}, maksimali vertė $S_{\mathrm{df\,D\,max}}$ taip pat didėja.

Kita vertus, iš 2.106 pav. galima susidaryti klaidingą išvadą, jog didėjant k_{I} maksimali vertė $S_{\mathrm{df\,D\,max}}$ mažėja. Taip yra todėl, kad kreivės $I_{\mathrm{D}\,1}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ yra pateiktos normuotais masteliais. Iš (2.338) matome, jog srovės $I_{\mathrm{D}\,1}$ kitimo ribos $\Delta I_{\mathrm{D}\,1} = I_{\mathrm{o}\,=}$ didėja arba mažėja sparčiau už atitinkamas poveikio $\Delta U_{\mathrm{in\,p}}$ kitimo ribas $|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}| \le (k_{\mathrm{I}})^{1/2}\cdot|U_{\mathrm{s}}|$.

Diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b, 2.97 pav.) diferencinės apkrovos rezistoriuje R_{a} – išėjime $U_{\mathrm{iš}\,1\text{-}2}$ diferencinės srovės $I_{\mathrm{a\,D}}$ perdavimo charakteristiką $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ kyla iš anksčiau gautų išraiškų (2.334), (2.331). 2.96 pav., b ir 2.97 pav. parodytų schemų atveju šios priklausomybės yra pateiktos 2.107 pav. ištisine kreive.



2.107 pav. Skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav., b, ir 2.97 pav.) diferencinė perdavimo charakteristika $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p,\,s}})$, kai yra parafazinis poveikis $\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = U_{\mathrm{in}\,1} + U_{\mathrm{in}\,2}$ (ištisinės kreivės), ir sinfazinis poveikis $\Delta U_{\mathrm{in\,s}} = U_{\mathrm{in}\,1} - U_{\mathrm{in}\,2} = 0$ (taškinė tiesė $I_{\mathrm{a\,D}} = 0$), bei diferencinio statumo $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$ priklausomybės $S_{\mathrm{df\,a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ (brūkšninės-taškinės kreivės), esant įvairioms k_{I} vertėms, čia visos priklausomybės yra pateiktos normuotais masteliais

2.107 pav. parodyta diferencinė perdavimo charakteristika $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ atitinka pasirinktą teigimą srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{a\,D}}$ kryptį diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_{a} (2.96 pav., b, 2.97 pav.) – iš „kairės“ į „dešinę“. Analogiškai (2.302), taikydami tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ ir jų apkrovos rezistorių $R_{\mathrm{D}1,\,2}$, bei apkrovos rezistoriaus R_{a} sudarytam kontūrui Kirchhofo taisykles, galime parašyti:

$$-I_{\mathrm{D}\,1,\,2} + I_{\mathrm{R_D}\,1,\,2} - I_{\mathrm{a\,D}} = 0, \quad (2.339)$$

$$-I_{\mathrm{RD}\,1}\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}} + I_{\mathrm{RD}\,2}\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}} - I_{\mathrm{a\,D}}\cdot R_{\mathrm{a}} = 0, \qquad (2.339a)$$

čia: $I_{\mathrm{RD}\,1,\,2}$ – srovės, tekančios per atitinkamų tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ apkrovos rezistorius $R_{\mathrm{D1,\,2}}$.

Iš (2.339) ir (2.334) gauname 2.107 pav. parodytos diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ analizinę išraišką:

$$I_{\mathrm{a\,D}} = [R_{\mathrm{D1,\,2}}/(R_{\mathrm{a}} + 2\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}})]\cdot(I_{\mathrm{D\,2}} - I_{\mathrm{D\,1}}) =$$

$$= \mp I_{\mathrm{D\,s}}\cdot[R_{\mathrm{D1,\,2}}/(R_{\mathrm{a}} + 2\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}})]\cdot(|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}|/|U_{\mathrm{s}}|)\cdot[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2]^{1/2} =$$

$$= \mp(I_{\mathrm{a\,D\,max}}/k_{\mathrm{I}})\cdot(|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}|/|U_{\mathrm{s}}|)\cdot[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2]^{1/2}, \qquad (2.340)$$

čia gauta išraiška galioja, kai yra tenkinamos sąlygos (2.332) ir (2.335), o galutinė išraiška yra parašyta pasinaudojus išraiška (2.303): $I_{\mathrm{a\,D\,max}} = I_{\mathrm{o=}}\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}}/(R_{\mathrm{a}} + 2\cdot R_{\mathrm{D1,\,2}})$.

Iš (2.340) matome: diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ kreivės kitimo sparta (statumas) tai pat priklauso nuo srovių $I_{\mathrm{o=}}$ ir $I_{\mathrm{D\,s}}$ santykio $k_{\mathrm{I}} = I_{\mathrm{o=}}/I_{\mathrm{D\,s}}$ (2.107 pav.).

Skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ veika taip pat yra charakterizuojama diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ *diferenciniu statumu* $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$:

$$S_{\mathrm{df\,a\,D}} = \partial I_{\mathrm{a\,D}}/\partial(\Delta U_{\mathrm{in\,p}}), \qquad (2.341)$$

ir iš čia bei (2.340) randame:

$$S_{\mathrm{df\,a\,D}} = -I_{\mathrm{a\,D\,max}}\cdot\{[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2]^{1/2} -$$

$$-(\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2\cdot[2\cdot k_{\mathrm{I}} - (\pm\Delta U_{\mathrm{in\,p}}/|U_{\mathrm{s}}|)^2]^{-1/2}\}/(k_{\mathrm{I}}\cdot|U_{\mathrm{s}}|). \qquad (2.342)$$

Akivaizdu, jog pasirinkus teigiamą srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{a}}$ kryptį diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_{a} kitaip – iš „dešinės“ į „kairę“ (2.97 pav.), diferencinis statumas bus teigiamas: $S_{\mathrm{df\,a\,D}} > 0$. Iš (2.342) apskaičiuotos diferencinio statumo $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$ modulio $|S_{\mathrm{df\,a\,D}}|$ vertės, normuotos maksimalios vertės $S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}$ atžvilgiu, priklausomybės nuo $\Delta U_{\mathrm{in\,p}}$, esant skirtingoms k_{I} vertėms, yra pateiktos 2.107 pav. brūkšninėmis-taškinėmis kreivėmis.

Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo diferencinės apkrovos rezistoriuje R_{a} srovės $I_{\mathrm{a\,D}}$ perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{a\,D}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ diferencinio statumo $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$ maksimali vertė $S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}$ yra tada, kai parafazinio poveikio įtampa $|\Delta U_{\mathrm{in\,p}}| \Rightarrow 0$, tuo nesunku įsitikinti, išsprendus matematinę tapatybę $\partial S_{\mathrm{df\,a\,D}}/\partial(\Delta U_{\mathrm{in\,p}}) = 0$. Taigi, įstatę vertę $\Delta U_{\mathrm{in\,p}} = 0$ į (2.342), gauname:

$$S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}} = -I_{\mathrm{a\,D\,max}}\cdot(2/k_{\mathrm{I}})^{1/2}/|U_{\mathrm{s}}| =$$

$$= -I_{\mathrm{D\,s}}\cdot[R_{\mathrm{D\,1,\,2}}/(R_{\mathrm{a}} + 2\cdot R_{\mathrm{D\,1,\,2}})]\cdot(2\cdot k_{\mathrm{I}})^{1/2}/|U_{\mathrm{s}}|, \qquad (2.343)$$

čia galutinis pavidalas yra parašytas pasinaudojus išraiška (2.303).

Iš (2.343) matome: skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.97 pav.) diferencinės srovės $I_{\mathrm{a\,D}}$ perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{a\,D}}(U_{\mathrm{in\,p}})$ diferencinio statumo $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$ maksimali (didžiausioji) vertė $S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}$ taip pat priklauso nuo schemos diferencinės apkrovos rezistoriaus R_{a} varžos ir yra didžiausia, kai $R_{\mathrm{a}} \Rightarrow 0$. Šiuo atveju turime:

$$|S^{*}_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}| = I_{\mathrm{D\,s}}\cdot(2\cdot k_{\mathrm{I}})^{1/2}/(2\cdot|U_{\mathrm{s}}|). \qquad (2.343a)$$

Palyginę vertę (2.343a) su (2.338) matome, jog diferencinio statumo $S_{\mathrm{df\,a\,D}}$ maksimalios vertės $S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}$ didžiausia reikšmė $S^{*}_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}$ sutampa su skirtuminio stiprintuvo lauko tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamų santakų srovių $I_{\mathrm{D\,1,\,2}}$ perdavimo charakteristikų $I_{\mathrm{D\,1,\,2}}(\Delta U_{\mathrm{in\,p}})$ diferencialinių statumų $S_{\mathrm{df\,D\,1,\,2}}$ maksimalia verte $S_{\mathrm{df\,D\,1,\,2\,max}}$. Priklausomybė $S_{\mathrm{df\,a\,D\,max}}(R_{\mathrm{a}})$ atitinka analogišką kreivę $S_{\mathrm{df\,a\,max}}(R_{\mathrm{a}})$, parodytą 2.103 pav.

Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav. b, 2.97 pav.) santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ išėjimuose $U_{\mathrm{iš\,1,\,2}}$ atitinkamų santakų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ srovių $\boldsymbol{I}_{\mathrm{D\,1,\,2}}$ stiprinimo koeficientas savo verte sutampa su BI schemos stiprinimo koeficientais $K_{\mathrm{I\,s,\,i\,s}}$ (pirmoji d.– (1.280),

(1.383)). Tačiau anksčiau parodėme, jog BI, BU, BS ir IK stiprinimo pakopų (2.83 pav. ir 2.92 pav.) įėjimo U_{in} srovė $\boldsymbol{I}_{\text{in}} > \boldsymbol{I}_{\text{G, S}}$, nes kartu su tranzistoriaus užtūros G srove $\boldsymbol{I}_{\text{G}}$ (BI, BS, IK) arba ištakos S srove $\boldsymbol{I}_{\text{S}}$ (BU) įėjimo U_{in} grandinėje teka tranzistoriaus veikos tašką $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{DS o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1 || R_2$ (2.83 pav.), arba rezistoriaus R (2.92 pav.), papildoma kintamoji srovė $\boldsymbol{I}_{(\text{R1}||\text{R2}),\ \text{R}}$. Todėl akivaizdu, jog ir skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\text{T}_{1,\ 2}$ atitinkamų santakų $\text{D}_{1,\ 2}$ srovių $\boldsymbol{I}_{\text{D 1, 2}}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{i D 1, 2}} \le K_{\text{i s 1, 2}}$, taip pat ir atitinkami pastovios srovės stiprinimo koeficientai $K_{\text{I D 1, 2}} \le K_{\text{I s 1, 2}}$.

Diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_{a} – išėjime $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a D}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{i a D}}$ priklauso nuo schemos diferencinės apkrovos R_{a} varžos ir yra didžiausias, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$. Šiuo atveju turime: $\boldsymbol{K}_{\text{i a D max}} = \boldsymbol{K}_{\text{i D 1, 2}}/2$, o tai taip pat tiesiogiai kyla iš $I_{\text{a D max}}$ išraiškos (2.303). Priklausomybė $K_{\text{i a D}}(R_{\text{a}})$ yra analogiška kreivei $K_{\text{i a}}(R_{\text{a}})$, parodytai 2.103 pav. brūkšnine kreive.

Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $\text{T}_{1,\ 2}$ (2.96 pav., b, 2.97 pav.) išėjimuose $U_{\text{iš 1, 2}}$ įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}}$ stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}}$ yra išreiškiami per atitinkamų santakų $\text{D}_{1,\ 2}$ srovių $\boldsymbol{I}_{\text{D 1, 2}}$ perdavimo charakteristikų $I_{\text{D 1, 2}}(\Delta U_{\text{in p}})$ diferencialinius statumus $\boldsymbol{S}_{\text{df D 1, 2}}$ (2.315) ir rezistorių $R_{\text{D 1, 2}}$ varžas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}} = \boldsymbol{S}_{\text{df D 1, 2}} \cdot R_{\text{D 1, 2}}, \tag{2.344}$$

nes ši išraiška tiesiogiai kyla iš koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}}$ apibrėžties ir akivaizdžių tapatybių: $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}} = \partial \boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}} / \partial(\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}}) = R_{\text{D}} \cdot \partial \boldsymbol{I}_{\text{D 1, 2}} / \partial(\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}}) = \boldsymbol{S}_{\text{df D 1, 2}} \cdot R_{\text{D 1, 2}}$, čia pasinaudojome išraiška (2.336).

Išraiška (2.344) galioja visame įėjimuose $U_{\text{in 1, 2}}$ veikiančių poveikių $\boldsymbol{U}_{\text{in 1, 2}}$ įtampų verčių diapazone ir parafazinio poveikio $\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ atveju normuotos priklausomybės ($\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}} / \boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2 max}}$) nuo ($\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}} / |U_{\text{s}}|$) grafikas atitinka 2.106 pav. pateiktų normuotų priklausomybių ($S_{\text{df D}} / S_{\text{df D max}}$) nuo ($\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}} / |U_{\text{s}}|$) grafikus. Iš (2.344) ir (2.338) randame didžiausią koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}}$ vertę $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2 max}}$:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2 max}} = I_{\text{D s}} \cdot R_{\text{D 1, 2}} \cdot (2 \cdot k_{\text{I}})^{1/2} / (2 \cdot |U_{\text{s}}|). \tag{2.345}$$

Akivaizdu, kad sinfazinio poveikio $\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in s}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 1}} - \boldsymbol{U}_{\text{in 2}} = 0$ atveju skirtuminiame stiprintuve su lauko tranzistoriais $\text{T}_{1,\ 2}$ ir idealiu srovės šaltiniu $I_{\text{o =}} = \text{const}$ koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}} = 0$, nes įėjimuose $U_{\text{in i, 2}}$ kintant įtampoms $\boldsymbol{U}_{\text{in 1}} = \boldsymbol{U}_{\text{in 2}}$, tranzistorių $\text{T}_{1,\ 2}$ atitinkamų santakų $\text{D}_{1,\ 2}$ srovės $I_{\text{D 1, 2}}$ išlieka pastovios: $I_{\text{D 1, 2 o}} \cong I_{\text{o =}}/2 \equiv \text{const}$ (ši situacija 2.105 pav. parodyta taškine tiese $I_{\text{D 1, 2}} = \text{const}$).

Analogiškai išraiškai (2.344) yra parašomas ir skirtuminio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $\text{T}_{1,\ 2}$ skirtuminio išėjimo $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}}$ diferenciniame apkrovos rezistoriuje R_{a} stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u a D}}$:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u a D}} = \boldsymbol{S}_{\text{df a D}} \cdot R_{\text{a}}. \tag{2.346}$$

Čia įstatę išraišką (2.343), gauname stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a D}}$ maksimalios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u a D max}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u a D max}} = I_{\text{D max}} \cdot R_{\text{a}} \cdot [R_{\text{D 1, 2}} / (R_{\text{a}} + 2 \cdot R_{\text{D 1, 2}})] \cdot (2 \cdot k_{\text{I}})^{1/2} / |U_{\text{s}}|. \tag{2.347}$$

Iš (2.347) matome, jog $\boldsymbol{K}_{\text{u a D max}}$ priklauso nuo diferencinio apkrovos rezistoriaus R_{a} varžos ir yra didžiausias, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$. Šiuo atveju turime:

$$\boldsymbol{K}^{*}_{\text{u a D max}} = I_{\text{D s}} \cdot R_{\text{D 1, 2}} \cdot (2 \cdot k_{\text{I}})^{1/2} / |U_{\text{s}}|. \tag{2.348}$$

Palyginę vertes (2.348) ir (2.345) matome, jog išėjime $U_{\text{iš 1-2}}$ diferencinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš df}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u a D}}$ maksimalios vertės $\boldsymbol{K}_{\text{u a D max}}$ didžiausia reikšmė $\boldsymbol{K}^{*}_{\text{u a D max}}$ yra dvigubai didesnė už skirtuminio stiprintuvo išėjimuose $U_{\text{iš 1, 2}}$ atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš 1, 2}}$ stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2}}$ didžiausią vertę $\boldsymbol{K}_{\text{u D 1, 2 max}}$. Priklausomybę $\boldsymbol{K}_{\text{u a D max}}(R_{\text{a}})$ atitinka kreivė $\boldsymbol{K}_{\text{u D max}}(R_{\text{a}})$, parodyta 2.104 pav. Išraiškos (2.345), (2.347) ir (2.348) galioja

tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo diferencinės perdavimo charakteristikos $I_{a\,D}(\Delta U_{in\,p})$ srityje (2.107 pav.) – parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\ 1} = -\boldsymbol{U}_{in\ 2}$ atveju tai atitinka įtampų diapazoną $|\Delta U_{in\,p}| \le (k_I)^{1/2}\cdot|U_s|$ (2.335).

Akivaizdu, kad sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{in\ 1} = \boldsymbol{U}_{in\ 2}$ atveju skirtuminiame stiprintuve su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ ir idealiu srovės šaltiniu $I_{o\,=}$ = const, koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\ a\ D} = 0$, nes įėjimuose $U_{in\ i,\ 2}$ kintant įtampoms $\boldsymbol{U}_{in\ 1} = \boldsymbol{U}_{in\ 2}$, tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamos santakų $D_{1,\,2}$ srovės $I_{D\ 1,\,2}$ išlieka pastovios: $I_{D\ 1,\,2\ o} \cong I_{o\,=}/2 \equiv$ const (ši situacija 2.105 pav. parodyta taškine tiese $I_{D\ 1,\,2}$ = const), ir todėl $\boldsymbol{I}_a \cong 0$.

Anksčiau parodėme, jog nesant poveikių $\boldsymbol{U}_{in\ 1,\,2} = 0$, diferencinis stiprintuvas gali būti valdomas kintamosios srovės šaltiniu $I_{o\sim}$ (arba $\boldsymbol{I}_o$) (2.96 pav., b, 2.97 pav.), kai kintant srovės šaltinio srovei $I_{o\sim}$, lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ ištakų $S_{1,\,2}$ įtampų $U_{S\ 1,\,2\sim}$ moduliai $|U_{S\ 1,\,2\sim}| \equiv$ $\equiv U_{o\,S\ 1,\,2}$ taip pat kinta (2.100 pav.), ir dėl to įtampos $U_{GS\ 1,\,2\sim}$ nagrinėjamu atveju (2.96 pav., b, 2.97 pav.) kinta taip, kad, didėjant srovei $I_{o\sim}$, sandūriniai atidarytųjų n– kanalų tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „atidaromi“. Priešingu atveju, kai srovė $I_{o\sim}$ mažėja, atidarytųjų n– kanalų tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „uždaromi“. Iš čia akivaizdžiai matome: diferenciniame stiprintuve kintamosios srovės šaltinio $I_{o\sim}$ atžvilgiu lauko tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra įjungti BI schemose, ir todėl jų valdymas šiuo šaltiniu yra sinfazinis. Taigi, šiuo atveju, esant kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_o$ (arba $I_{o\sim}$) srovės šaltiniui, subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimuose $U_{iš\ 1,\,2}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\ 1} \cong \boldsymbol{U}_{iš\ 2} \cong \boldsymbol{I}_o\cdot R_{D\ 1,\,2}/2$, o įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\,2}$ fazės $\varphi_{iš\ 1,\,2}$ sutampa su poveikio $\boldsymbol{I}_o$ faze $\varphi_{Io} =$ $= \varphi_{iš\ 1,\,2}$. Todėl išėjime $U_{iš\ 1\text{-}2}$ skirtuminė įtampa $\boldsymbol{U}_{iš\ df} = 0$ (2.300), kartu ir šios įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\,a\,D\,(Io)} = 0$, kai turime idealių srovės šaltinį $\boldsymbol{I}_o$ ($R_i = \infty$). Iš čia taip pat darome išvadą, jog šiuo valdymo atveju tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų santakų $D_{1,\,2}$ rezistoriuose $R_{D\ 1,\,2}$ atitinkamų srovių $\boldsymbol{I}_{D\ 1,\,2}$ perdavimo koeficientai atitinka BI schemos srovės perdavimo koeficientą $\boldsymbol{K}_{I,\,i\,g}$ (pirmoji d.– (1.255), (1.383)) ir balanso atveju rezistoriuose $R_{D\ 1,\,2}$ atitinkamų srovių $\boldsymbol{I}_{D\ 1,\,2}$ perdavimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{i\ D\ 1,\,2\ (Io)}$ yra:

$$\boldsymbol{K}_{i\ D\ 1,\,2\ (Io)} = 2\cdot\boldsymbol{I}_{D\ 1,\,2}/\boldsymbol{I}_o \cong 1. \qquad (2.349)$$

Akivaizdu, kad diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ valdymo idealiu kintamosios srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}_o$ atveju ir esant balanso sąlygai: $U_{iš\ df} = 0$, diferencinėje apkrovoje R_a – išėjime $U_{iš\ 1\text{-}2}$ diferencinės srovės $\boldsymbol{I}_a$ perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{i\,a\,D\,(Io)} = 0$. Kita vertus, šiuo valdymo atveju subalansuoto diferencinio stiprintuvo išėjimuose $U_{iš\ 1,\,2}$ kintamųjų įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\,2}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{u\ D\ 1,\,2\ (Io)}$ analogiškai išraiškoms (2.344) ir (2.346) yra parašomi taip:

$$\boldsymbol{K}_{u\ D\ 1,\,2\ (Io)} = \boldsymbol{S}_{g\ 1,\,2}\cdot R_{D\ 1,\,2} \cong R_{D\ 1,\,2}\cdot(2\cdot I_{D\,s}\cdot\boldsymbol{I}_o)^{1/2}/|U_s|, \qquad (2.350)$$

čia: $\boldsymbol{S}_{g\ 1,\,2}$ – lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ diferencialiniai statumai BI schemoje (pirmoji d.– (1.257)) ir išvedant išraišką (2.350) yra padarytas pakeitimas: $I_D \cong \boldsymbol{I}_o/2$.

Gautoje išraiškoje (2.350) yra neakivaizdžiai įskaitoma valdomos srovės $\boldsymbol{I}_o$ priklausomybė nuo srovės šaltinio valdymo įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$, kuomet turime funkcija $\boldsymbol{I}_o(\boldsymbol{U}_{Io})$, o koeficientai $\boldsymbol{K}_{u\ D\ 1,\,2\ (Io)}$ yra apibrėžiami taip:

$$\boldsymbol{K}_{u\ D\ 1,\,2\ (Io)} = \boldsymbol{U}_{iš\ 1,\,2}/\boldsymbol{U}_{Io}. \qquad (2.350a)$$

Iš (2.350a) matome: koeficientų $\boldsymbol{K}_{u\ D\ 1,\,2\ (Io)}$ atitinkamos fazės $\varphi_{u\ 1,\,2\ (Io)}$ ir kartu išėjimuose $U_{iš\ 1,\,2}$ atitinkamų kintamųjų įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\,2}$ fazės $\varphi_{iš\ 1,\,2}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$ atžvilgiu priklauso nuo funkcinio sąryšio: $\boldsymbol{I}_o = F(\boldsymbol{U}_{Io})$, kuris bendru atveju gali būti įvairus. Kita vertus, gauta išraiška (2.350) taip pat galioja tik tiesinėje skirtuminio stiprintuvo perdavimo charakteristikų $I_{D\ 1,\,2}(\Delta U_{in\,p})$ srityje (2.106 pav.) – poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$ diapazone $|\Delta U_{Io}|$, kuriame yra tenkinama nelygybė:

$$|\boldsymbol{I}_o(\boldsymbol{U}_{Io})| \le |I_{D\,s}|. \qquad (2.351)$$

Nelygybė (2.351) išreiškia faktą, kad diferencinio stiprintuvo valdymo srovės $\boldsymbol{I}_o$

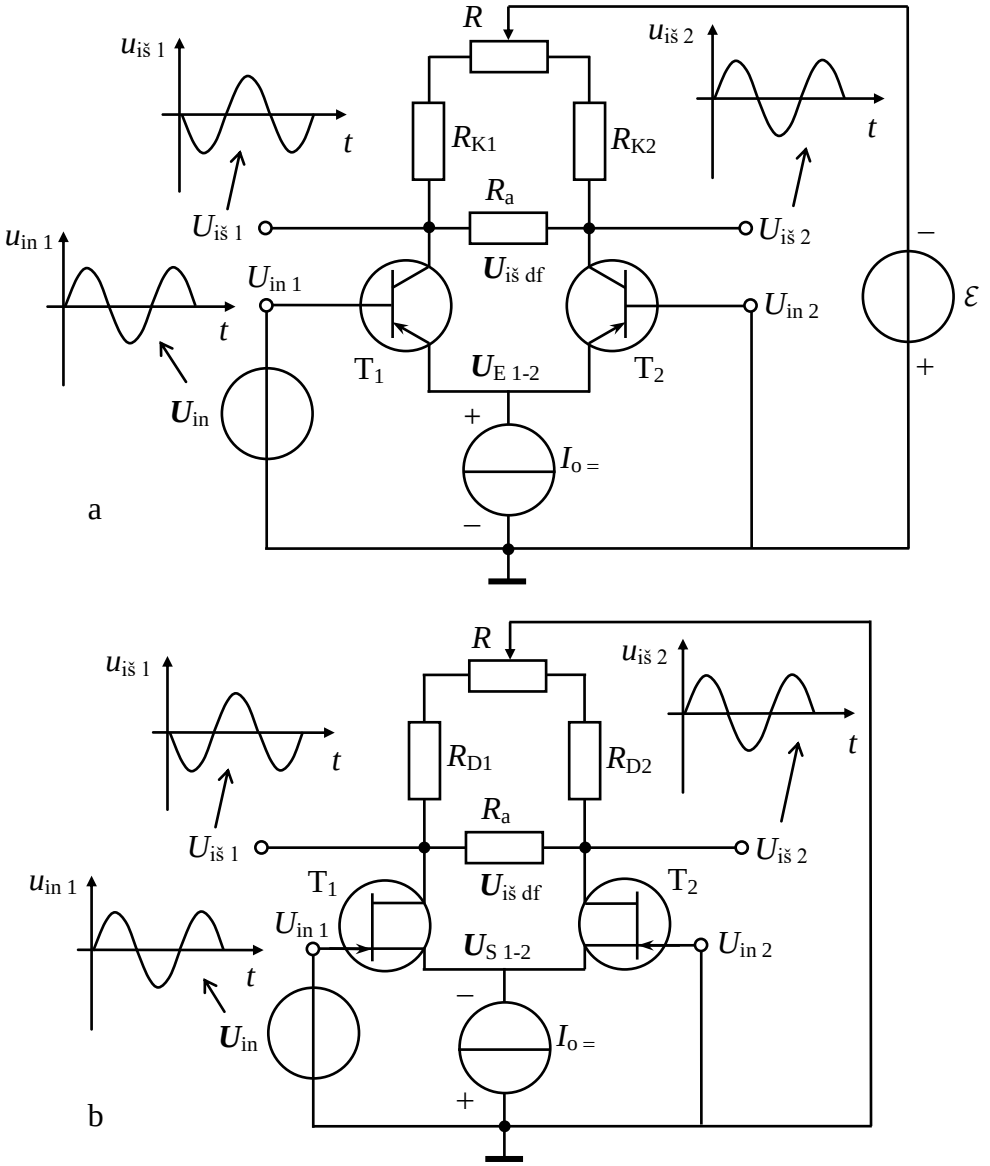
amplitudė I_o negali viršyti BI schemose įjungtų lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ santakų $D_{1,\,2}$ srovių $I_{D\,1,\,2}$ maksimalių verčių $I_{D\,1,\,2\,max}$ (2.84 pav.), nes viršijus šią vertę, tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{D\,1,\,2\,o}, U_{DS\,1,\,2\,o}\}$ patenka į soties sritį s, kur tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra visiškai „atidaryti“, ir, didėjant I_o, santakų $D_{1,\,2}$ srovės $I_{D\,1,\,2}$ toliau nebedidėja. Kita vertus, didėjant srovei $I_o > 0$, sandūrinių atidarytųjų n– kanalų tranzistorių $T_{1,\,2}$ ištakų $S_{1,\,2}$ įtampa $U_{S\,1,\,2}$ neigiamėja (2.100 pav.), ir dėl to užtūrų $G_{1,\,2}$ įtampos $U_{GS\,1,\,2}$ artėja prie nulio. Kai srovė I_o viršija vertę $I_{D\,max}$, užtūrų $G_{1,\,2}$ įtampos $U_{GS\,1,\,2} > 0$, ir todėl sandūrinių atidarytųjų n– kanalo lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ užtūrų $G_{1,\,2}$ p–n sandūros tampa įjungtos tiesioginėmis kryptimis – sandūriniai atidarytųjų n– kanalų lauko tranzistoriai nustoja veikti. Iš čia galima suformuluoti kitą poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{Io}$, valdančios srovės šaltinį $\boldsymbol{I}_o$, kitimo diapazono $|\Delta U_{Io}|$ sąlygą: $U_{GS\,1,\,2} \le 0$.

Taigi, iš pateiktos diferencinio (skirtuminio) elementariosios stiprinimo pakopos veikos analizės matome: diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.96 pav.) normali veika – įėjimuose $U_{in\,1,\,2}$ veikiančių signalų $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2}$ stiprinimas įmanomas tik tada, kai p–n–p tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazių $B_{1,\,2}$ ir kolektorių $K_{1,\,2}$ įtampos $U_{BK\,1,\,2} \ge 0$, o n–p–n tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju, kai $U_{BK\,1,\,2} \le 0$. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su sandūriniais atidarytųjų n– kanalų lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.97 pav.) normali veika yra tada, kai šių tranzistorių $T_{1,\,2}$ užtūros $G_{1,\,2}$ ir ištakos $S_{1,\,2}$ įtampos $U_{GS\,1,\,2} \le 0$, o atidarytųjų p– kanalų atveju, kai $U_{GS\,1,\,2} \ge 0$. Apibendrinant galima teigti: diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo normali veika – stiprinimas yra tada, kai stiprintuvo veikos metu tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{K\,1,\,2\,o}, U_{KB\,1,\,2\,o}\}$ arba $\{I_{D\,1,\,2\,o}, U_{DS\,1,\,2\,o}\}$ nepatenka į soties bei atkirtos sritis – atitinkamai veikos taškus s ir a.

Akivaizdu, kad diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas gali būti valdomas ir vienu poveikio signalu, pavyzdžiui, įėjimo $U_{in\,1}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{in\,1}$, kai įėjime $U_{in\,2}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{in\,2}$ = const, arba atvirkščiai – įtampa $\boldsymbol{U}_{in\,2}$, kai $\boldsymbol{U}_{in\,1}$ = const. Šiuo atveju nepanaudotas įėjimas, pavyzdžiui, $U_{in\,2}$, turi turėti trumpąjį jungimą kintamajam signalui $\boldsymbol{U}_{in\,1}$, pavyzdžiui, sujungtas su „žeme“ per pakankami didelės talpos šunto kondensatorių $C \ge 5$ μF (2.96 pav. ir 2.97 pav. tai yra parodyta punktyrais), arba betarpiškai – galvaniniu būdu, kaip tai yra parodyta 2.108 pav.

2.108 pav. parodytose schemose balanso sąlyga: $U_{iš\,df} = 0$, kai $\boldsymbol{U}_{in} = \boldsymbol{U}_{in\,1} = 0$, yra realizuojama kintamuoju rezistoriumi (potenciometru) R. Šiuo balansavimo būdu yra keičiamos tranzistorių $T_{1,\,2}$ kolektorių $K_{1,\,2}$ (arba santakų $D_{1,\,2}$) grandinėse įjungtų atitinkamų apkrovos varžų $R^*_{K\,1,\,2}$ (arba $R^*_{D\,1,\,2}$) vertės, kurios, pavyzdžiui, tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 (arba santakos D_1) apkrovos varža $R^*_{K\,1}$ (arba $R^*_{D\,1}$) yra padidinama dydžiu ΔR: $R^*_{K\,1,\,D\,1} = R_{K\,1,\,D1} + R/2 + \Delta R$, o tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 (arba santakos D_2) apkrovos varža $R^*_{K\,2}$ (arba $R^*_{D\,2}$) – sumažinama: $R^*_{K\,2,\,D\,2} = R_{K\,2,\,D\,2} + R/2 - \Delta R$, čia ΔR – potenciometro R pusės varžos $R/2$ nuokrypis. Akivaizdu, jog esant šiam balansavimo būdui, anksčiau pateiktose išraiškose, turinčiose varžas $R_{K\,1,\,2,\,D\,1,\,2}$, vietoje šių verčių būtina įstatyti naujas vertes: $R^*_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2} = R_{K\,1,\,2,\,D\,1,\,2} + R/2 \pm \Delta R \cong R_{K\,1,\,2,\,D\,1,2} + R/2$, čia apytikslė reikšmė galioja, kai nuokrypis $\Delta R << R_{K\,1,\,2,\,D\,1,\,2} + R/2$. Kita vertus, 2.108 pav. parodytose skirtuminėse schemose yra realizuotas tik parafazinis (skirtuminis) valdymo būdas, nes $\boldsymbol{U}_{in} = \Delta\boldsymbol{U}_{in\,p} = \boldsymbol{U}_{in\,1} - 0$. Iš čia matome, jog dėl įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ poveikio visiškas srovės $I_{o\,=}$ perjungimas iš vieno tranzistoriaus, pavyzdžiui, T_1, į kitą – T_2, įvyks tada, kai $\boldsymbol{U}_{in} = 2\cdot\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p} = 2\cdot\boldsymbol{U}_{in\,1}$. Todėl šiuo valdymo atveju diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo aktyvi tiesinė veika yra dvigubai platesniame poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ amplitudės $|\boldsymbol{U}_{in}| = U_{o\,in}$ diapazone – su dvipoliais tranzistoriais (2.108 pav., a) turime $U_{o\,in} \le 2\cdot\varphi_T$, tai kambario temperatūroje $T \cong 300$ K sudaro iki ± 51 mV, o su lauko tranzistoriais (2.108 pav., b) šis diapazonas priklauso nuo koeficiento k_I vertės ir yra išreiškiamas taip: $U_{o\,in} \le (k_I)^{1/2}\cdot|U_s|$ (2.355).

Anksčiau parodėme, jog elementariosios stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža R_{in} pastoviajam įėjimo signalui $U_{in\,=}$ ir įėjimo U_{in} diferencialinė varža r_{in} kintamajam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{in}$ (arba $U_{in\,\sim}$) priklauso nuo tranzistoriaus T jungimo schemos ir įėjimo U_{in} grandinės elementų parametrų. Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su



2.108 pav. Įėjime $U_{\text{in }1}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ($\boldsymbol{I}_{\text{in}}$), kartu ir pastovaus signalo $U_{\text{in }=}$ ($I_{\text{in }=}$), diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo principinės schemos su dvipoliais (a) ir vienpoliais (b) tranzistoriais $T_{1,\,2}$, kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ($\boldsymbol{I}_{\text{in}}$)

dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ atveju, kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (2.108 pav., a), įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in df}}$ pastoviajam įėjimo signalui $U_{\text{in }=}$ yra parašoma taip:

$$R_{\text{in df}} = U_{\text{in }=}/I_{\text{in }=} = U_{\text{in }=}/I_{\text{B1 }=}, \tag{2.352}$$

čia $I_{\text{B1 }=}$ – pirmojo tranzistoriaus T_1 bazės B_1 pastovioji srovė.

Kai $U_{\text{in }=} = 0$, įėjimo U_{in} grandinėje (2.108 pav., a) teka tranzistoriaus T_1 bazės B_1 pastovioji srovė $I_{\text{B 1 o}}$, atitinkanti pradinį veikos tašką $\{I_{\text{K 1 o}},\, U_{\text{KB 1 o}}\}$ apkrovos $R^*_{\text{K 1}}$ tiesėje, pavyzdžiui, artimą vidurio taškui c (2.71 pav., b). Ši srovė įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinio vidaus varžoje R_{i} sukuria įtampą $U_{\text{B 1 o}} = R_{\text{i}} \cdot I_{\text{B 1 o}}$, o tuo metu tranzistoriaus T_2 bazės B_2 įtampa $U_{\text{B 2 }=} = 0$.

Kita vertus, bazės B_1 srovė $I_{\text{B 1 o}}$ gali būti išreikšta taip:

$$I_{\text{B 1 o}} = I_{\text{K 1 o}}/\beta_{\text{o 1}} \cong [\alpha_{\text{o 1}} \cdot (I_{\text{o }=}/2)]/\beta_{\text{o 1}} = (I_{\text{o }=}/2)/(\beta_{\text{o 1}} + 1), \tag{2.353}$$

čia pasinaudojome šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateiktomis išraiškomis (1.109)–(1.111).

Tranzistoriaus T_1 bazėje B_1 nusistovėjusi pradinė įtampa $U_{B\,1\,o} > 0$ – yra užtvarinės krypties. Todėl tranzistoriaus T_1 emiterinės p–n sandūros įtampa $U_{BE\,1\,o} = U_{B\,1\,o} - U_{E\,1\text{-}2\,o} < 0$, kai tuo tarpu tranzistoriaus T_2 emiterinės p–n sandūros įtampa $U_{BE\,2\,o} = 0 - U_{E\,1\text{-}2\,o} < 0$, ir iš čia akivaizdu, kad $|U_{BE\,2\,o}| > |U_{BE\,1\,o}|$. Taigi, pradiniu momentu, kai $U_{in\,=} = 0$, tranzistorius T_1 yra šiek tiek labiau „pridarytas“ ir todėl jo kolektoriaus K_1 srovė $I_{K\,1\,o} < I_{K\,2\,o}$ – tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 srovė. Akivaizdu, kad šiuo atveju nėra tenkinama balanso sąlyga, nes išėjime $U_{iš\,1\text{-}2}$ diferencinė įtampa $U_{iš\,df} = U_{iš\,1\,o} - U_{iš\,2\,o} < 0$, čia $U_{iš\,1,\,2\,o}$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ kolektorių $K_{1,\,2}$ įtampos:

$$U_{iš\,1,\,2\,o} = -|\mathcal{E}| + I_{K\,1,\,2\,o}\cdot(R_{K\,1,\,2} + R/2) \le 0. \qquad (2.353a)$$

Balanso sąlyga, kai $U_{iš\,df} = 0$, yra pasiekiama potenciometru R, kurio varžų dalys $\pm\Delta R$ viduriniojo kontakto – šliaužiklio padėties atžvilgiu, yra parenkamos iš sąlygos:

$$[\mathcal{E} + I_{K\,1\,o}\cdot(R_{K\,1} + R/2 \pm \Delta R)] - [\mathcal{E} + I_{K\,2\,o}\cdot(R_{K\,2} + R/2\ \mu\ \Delta R)] = 0, \qquad (2.354)$$

čia ΔR – potenciometro R pusės varžos $R/2$ nuokrypis.

Iš (2.354) randame nuokrypio $\pm\Delta R$ modulį:

$$\Delta R = (R_{K\,1,\,2} + R/2)\cdot(|I_{K\,2\,o} - I_{K\,1\,o}|)/(I_{K\,2\,o} + I_{K\,1\,o}) =$$

$$= (R_{K\,1,\,2} + R/2)\cdot(|I_{K\,2\,o} - I_{K\,1\,o}|)/(\alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o\,=}). \qquad (2.355)$$

Iš čia matome, jog potenciometru R galima sudaryti balanso sąlygą tik tuo atveju, kai $\Delta R \ge R/2$, ir tai atitinka srovių $I_{K\,1,\,2\,o}$ skirtumą:

$$|I_{K\,2\,o} - I_{K\,1\,o}| \le (\alpha_{o\,1,\,2}\cdot I_{o\,=})/(1 + 2\cdot R_{K\,1,\,2}/R). \qquad (2.355a)$$

Iš čia kyla potenciometro R varžos minimali vertė: $R_{min} \ge (0{,}5\text{–}1)\cdot R_{K\,1,\,2}$.

Anksčiau parodėme, jog 2.96 pav., a, pateikto diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ parafazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p}$ atveju, veikos metu tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ nekinta: $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ = const (2.309), nes tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra perjungiami parafazinio poveikio $\Delta\boldsymbol{U}_{in\,p}$ sandų – atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{in\,1,\,2}$, kai schemoje yra įjungtas idealus srovės šaltinis $I_{o\,=}$ = const. Ši situacija keičiasi, kai diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ yra valdomas tik vienu poveikio signalu, pavyzdžiui, $\boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in}$ (2.108 pav., a), o antrojo tranzistoriaus T_2 bazė B_2 yra „įžeminta“. Šiuo atveju antrasis tranzistorius T_2 yra valdomas įtampa $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$, kuri priklauso nuo poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$, ir ši priklausomybė kyla iš akivaizdžios tapatybės:

$$U_{in} + U_{B\,1\,o} = -U_{BE\,1} + U_{E\,1\text{-}2}. \qquad (2.356)$$

Kai $\boldsymbol{U}_{in} = 0$, įtampą $U_{B\,1\,o}$ galima išreikšti taip:

$$U_{B\,1\,o} = -U_{BE\,1\,o} + U_{E\,1\text{-}2\,o} = -U_{BE\,1\,o} + U_{BE\,2\,o} \ge 0, \qquad (2.357)$$

čia $U_{B\,1\,o} = 0$ yra tik tuo atveju, kai poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio vidaus varža $R_i = 0$.

Kai įėjime U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{in} > 0$, p–n–p tranzistorius T_1 yra dar labiau „pridaromas“ ir jo varža $R_{KE\,e\,1}$ padidėja: $R_{KE\,e\,1} = R_{KE\,e\,o\,1} + \Delta R_{KE\,e\,1}$, dėl to padidėja srovės šaltinio $I_{o\,=}$ apkrovos varža $R_{Vt} = R_{Vt\,o} + \Delta R_{Vt}$ (2.307). Todėl padidėja emiterių $E_{1,\,2}$ įtampa $U_{E\,1\text{-}2} = U_{E\,1\text{-}2\,o} + \Delta U_{E\,1\text{-}2}$ ir p–n–p tranzistorius T_2 yra dar labiau „atidaromas“, nes $U_{BE\,2} = -U_{E\,1\text{-}2}$. Įtampos $\boldsymbol{U}_{E\,1\text{-}2}$ pokytis $\Delta U_{E\,1\text{-}2}$ tenkina sąlygą: $\Delta U_{E\,1\text{-}2} < |\boldsymbol{U}_{in}|$, nes valdančiosios įtampos $U_{E\,1\text{-}2}$ atžvilgiu tranzistorius T_1 yra įjungtas BK (arba EK) schemoje. Todėl iš (2.356) matome, jog ši lygybė bus išlaikoma tik tada, kai atitinkamai sumažės įtampos $\boldsymbol{U}_{BE\,1}$ modulis $|\boldsymbol{U}_{BE\,1}| = U_{BE\,1\,o} - \Delta U_{BE\,1}$, čia įtampos $\boldsymbol{U}_{BE\,1}$ pokytis $\Delta U_{BE\,1} = U_{in} - \Delta U_{E\,1\text{-}2}$.

Kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{in} < 0$ (2.108 pav., a), p–n–p tranzistorius T_1 yra „pradaromas“ ir jo varža $R_{KE\,e\,1}$ sumažėja: $R_{KE\,e\,1} = R_{KE\,e\,o\,1} - \Delta R_{KE\,e\,1}$, ir dėl to sumažėja srovės šaltinio $I_{o\,=}$ apkrovos varža $R_{Vt} = R_{Vt\,o} - \Delta R_{Vt}$ (2.307), ir todėl sumažėja emiterių $E_{1,\,2}$ įtampa $U_{E\,1\text{-}2} =$

$= U_{\mathrm{E}\,1\text{-}2\,\mathrm{o}} - \Delta U_{\mathrm{E}\,1\text{-}2}$. Taigi, p–n–p tranzistorius T_2 yra dar labiau „pridaromas“, o p–n–p tranzistorius T_1 yra dar labiau „atidaromas“, nes įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{BE}\,1}$ modulis $|\boldsymbol{U}_{\mathrm{BE}\,1}| = U_{\mathrm{BE}\,1\,\mathrm{o}} + \Delta U_{\mathrm{BE}\,1}$ – padidėja.

Iš (2.352) ir (2.357) galima parašyti diferencinio stiprintuvo įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ varžos $R_{\mathrm{in\,df}}$ pradinės vertės $R_{\mathrm{in\,df\,o}}$ išraišką, kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} \Rightarrow 0$:

$$R_{\mathrm{in\,df\,o}} \cong U_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{o}}/I_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{o}} = 2\cdot U_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{o}}\cdot(\beta_{\mathrm{o}\,1} + 1)/I_{\mathrm{o}=}, \qquad (2.358)$$

ir čia, įstatę vertes: $U_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{o}} = 0{,}02$ V, $\beta_{\mathrm{o}\,1} = 49$ ir $I_{\mathrm{o}=} = 2$ mA, gauname $R_{\mathrm{in\,df\,o}} = 10^3\ \Omega$.

Kai poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ modulis $|\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}| > 0$ ir didėja iki vertės $U_{\mathrm{in}} \cong -2\cdot\varphi_{\mathrm{T}} \cong 0{,}051$ V (2.101 pav.), tai šiuo atveju yra visiškai „atidaromas“ tranzistorius T_1 ir jo kolektoriaus K_1 srovė $I_{\mathrm{K}\,1} = \alpha_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{\mathrm{o}=} = 2\cdot 0{,}98$ mA $= 1{,}96$ mA, o bazės B_1 srovė $I_{\mathrm{B}\,1} = I_{\mathrm{K}\,1}/\beta_{\mathrm{o}\,1} = 1{,}96/49$ mA $=$ $= 0{,}04$ mA. Įstatę šias išraiškas ir vertes į (2.352), randame: $R_{\mathrm{in\,df}} = 2\cdot\varphi_{\mathrm{T}}\cdot(\beta_{\mathrm{o}\,1} + 1)/I_{\mathrm{o}=} \cong 1{,}28$ kΩ. Taigi matome, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ varža $R_{\mathrm{in\,df}}$ pastoviajam signalui yra artima BE schemos atvejui (pirmoji d.– (1.148)). Kita vertus, iš (2.358) matome, jog $R_{\mathrm{in\,df}}$ mažėja, didėjant pastoviosios srovės šaltinio srovei $I_{\mathrm{o}=}$, ir didėja, didėjant $\beta_{\mathrm{o}\,1}$. Todėl galima parašyti proporciją: $R_{\mathrm{in\,df}} \sim \beta_{\mathrm{o}\,1}/I_{\mathrm{o}=}$.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atveju (2.108 pav., a), kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$, įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ diferencialinė varža $r_{\mathrm{in\,df}}$ kintamajam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ (arba $U_{\mathrm{in}\sim}$) yra išreiškiama taip:

$$r_{\mathrm{in\,df}} = \partial U_{\mathrm{in}\sim}/\partial I_{\mathrm{in}\sim} = \partial U_{\mathrm{in}\sim}/\partial I_{\mathrm{B}\,1\sim}, \qquad (2.359)$$

čia: $I_{\mathrm{B}\,1\sim}$ – pirmojo tranzistoriaus T_1 bazės B_1 kintamoji srovė.

Analogiškai (2.353) bazės srovės $I_{\mathrm{B}\,1\sim}$ pokytį $\partial I_{\mathrm{B}\,1\sim}$ galima išreikšti taip:

$$\partial I_{\mathrm{B}\,1\sim} = \partial I_{\mathrm{K}\,1\sim}/\beta_1 \cong (\alpha_1\cdot I_{\mathrm{o}=})/\beta_1 = I_{\mathrm{o}=}/(\beta_1 + 1), \qquad (2.360)$$

čia apytikslė išraiška yra parašyta, esant visiškam srovės $I_{\mathrm{o}=}$ perjungimui iš vieno tranzistoriaus $\mathrm{T}_{1,\,2}$ į kitą $\mathrm{T}_{2,\,1}$ – tiesinėje perdavimo charakteristikos $I_{\mathrm{K}\,1}(\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}})$ srityje (2.101 pav.).

Iš 2.101 pav. matome, jog srovės $I_{\mathrm{o}=}$ visiškas perjungimas įvyksta tada, kai įėjime $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ pokytis $\partial U_{\mathrm{in}\sim} \cong 4\cdot\varphi_{\mathrm{T}} = 102$ mV. Įstatę šią ir (2.360) išraiškas į (2.359), gauname:

$$r_{\mathrm{in\,df}} \cong 4\cdot\varphi_{\mathrm{T}}\cdot(\beta_1 + 1)/I_{\mathrm{o}=}. \qquad (2.361)$$

Į (2.361) įstatę vertes: $\varphi_{\mathrm{T}} = 0{,}0255$ V, $\beta_1 = 49$ ir $I_{\mathrm{o}=} = 2$ mA, gauname $r_{\mathrm{in\,df}} = 2{,}55$ kΩ. Palyginę išraišką (2.361) su BE schemoje gauta išraiška (pirmoji d.– (1.148)) matome, kad diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ diferencialinė varža $r_{\mathrm{in\,df}}$ kintamajam signalui yra kelis kartus didesnė už BE schemos. Tai suprantama iš to fakto, jog įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ atžvilgiu tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ įėjimo varžos $r_{\mathrm{in\,T}\,1,\,2}$ yra sujungtos nuosekliai.

Akivaizdu, kad 2.108 pav., a, pateiktos schemos atveju anksčiau gautos įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1,\,2}$ varžų $R_{\mathrm{in\,df}}$ ir $r_{\mathrm{in\,df}}$ išraiškos (2.352), (2.358), (2.359) ir (2.361), tinka ir 2.96 pav. a, parodytai diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo schemai su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$. Tik šiuo atveju būtina įskaityti veikos tašką $\{I_{\mathrm{K}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{KB}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{1,\,2}\|R_{\mathrm{i}\,1,\,2}$ atstojamosios varžos $R_{\|1,\,2}$ įtaką, nes ši varža $R_{\|1,\,2} = R_{1,\,2}\cdot R_{\mathrm{i}\,1,\,2}/(R_{1,\,2} + R_{\mathrm{i}\,1,\,2})$ yra lygiagrečiai prijungta prie schemos įėjimų $U_{\mathrm{in}\,1,\,2}$, ir todėl skirtuminės schemos įėjimo $U_{\mathrm{in}\,1\text{-}2}$ varžos $R_{\mathrm{in\,df}}$ bei $r_{\mathrm{in\,df}}$ sumažėja.

Kai poveikio signalas yra įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$, veikianti tik, pavyzdžiui, įėjime $U_{\mathrm{in}\,1}$ – pirmojo tranzistoriaus T_1 bazę B_1, tai šiuo atveju diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.96 pav. b, ir 2.108 pav., a) dažninės charakteristikos atitinka BE stiprinimo pakopos dažnines charakteristikas (2.73 pav., a). Kitu valdymo atveju, kai poveikio signalas yra srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ – emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ grandinėje įjungto kintamosios srovės šaltinio

generuojamas signalas $I_{o\sim}$, kuris yra proporcingas valdomajai įtampai $\boldsymbol{U}_{\text{Io}}$, išėjimuose $U_{\text{iš }1,\,2}$ įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{iš }1,\,2}$ dažninės charakteristikos atitinka BB stiprinimo pakopos dažnines charakteristikas (2.73 pav., a). Čia reikia pasakyti, jog 2.96 pav., a, parodytos skirtuminės schemos atveju, joje veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys dėl tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazių $B_{1,\,2}$ grandinėse įjungtų veikos tašką $\{I_{\text{K }1,\,2\,\text{o}}, U_{\text{KB }1,\,2\,\text{o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_{1,\,2}||R_{\text{i }1,\,2}$ atstojamosios varžos $R_{\|\,1,\,2}$ įtakos. Grįžtamųjų ryšių įtaką įvairiose stiprinimo pakopose išnagrinėsime vėliau.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ atveju (2.96 pav., b, 2.97 pav.), kai schemos valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (2.108 pav., b), įėjimo $U_{\text{in }1\text{-}2}$ varža $R_{\text{in df G}} \Rightarrow \infty$, nes pastovioji užtūros $G_{1,\,2}$ srovė $I_{\text{G }1,\,2\,=} \Rightarrow 0$ (pirmoji d.– (1.254)). Kai $U_{\text{in}\,=} = 0$, lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ užtūrų $G_{1,\,2}$ įtampos $U_{\text{G}1,\,2\,=} = 0$ ir, esant vienodiems tranzistoriams $T_{1,\,2}$, turime balanso sąlygą: $U_{\text{iš df}} = 0$. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su atidarytaisiais n– kanalo sandūriniais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ normali veika, kai užtūrų G ir ištakų S įtampos $U_{\text{GS }1,\,2\,=} < 0$, yra realizuojama parenkant srovės šaltinio srovę $I_{\text{o}\,=}$ iš sąlygos: $U_{\text{S }1\text{-}2\,=} > 0$ (2.100 pav.). Ši sąlyga kyla iš (2.310), ir, kai $\mathcal{E}_2 = 0$, turime:

$$U_{\text{S }1\text{-}2\,=} = -I_{\text{o}\,=}\cdot R_{\text{Vt}} + k_1\cdot\mathcal{E}_1 > 0. \tag{2.362}$$

Jeigu lauko tranzistoriai $T_{1,\,2}$ nėra identiški, pavyzdžiui, $I_{\text{D s }1} \neq I_{\text{D s }2}$, tai šiuo atveju balanso sąlyga: $U_{\text{iš df}} = 0$, yra pasiekiama potenciometru R, kurio varžų dalys $\pm\Delta R$ vidurinio kontakto – šliaužiklio padėties atžvilgiu, analogiškai išraiškai (2.354), yra parenkamos iš sąlygos:

$$[\mathcal{E} + I_{\text{D }1\,\text{o}}\cdot(R_{\text{D }1} + R/2 \pm \Delta R)] - [\mathcal{E} + I_{\text{D }2\,\text{o}}\cdot(R_{\text{D }2} + R/2\ \mu\ \Delta R)] = 0, \tag{2.362a}$$

čia išraiška yra parašyta, kai $I_{\text{D s }1} < I_{\text{D s }2}$.

Iš (2.362a) randame nuokrypio $\pm\Delta R$ modulį:

$$\begin{aligned}\Delta R &= (R_{\text{D }1,\,2} + R/2)\cdot(|I_{\text{D }2\,\text{o}} - I_{\text{D }1\,\text{o}}|)/(I_{\text{D }2\,\text{o}} + I_{\text{D }1\,\text{o}}) = \\ &= (R_{\text{D }1,\,2} + R/2)\cdot(|I_{\text{D }2\,\text{o}} - I_{\text{D }1\,\text{o}}|)/I_{\text{o}\,=},\end{aligned} \tag{2.363}$$

ir iš čia matome: potenciometru R galima nustatyti balanso sąlygą – $U_{\text{iš df}} = 0$ tik tuo atveju, kai $\Delta R \geq R/2$, tai atitinka srovių skirtumą $|I_{\text{D }2\,\text{o}} - I_{\text{D }1\,\text{o}}| \leq I_{\text{o}\,=}/(1 + 2\cdot R_{\text{D }1,\,2}/R)$, ir iš čia kyla potenciometro R varžos minimali vertė $R_{\min} \geq (0{,}5\text{–}1)\cdot R_{\text{D}}$.

Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ atveju (2.108 pav., b), kai valdymas yra realizuojamas tik vienu poveikio signalu $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{ in df G}}$ kintamajam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (arba $U_{\text{in}\sim}$) yra išreiškiama taip:

$$r_{\text{ in df G}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{G}1\sim}, \tag{2.364}$$

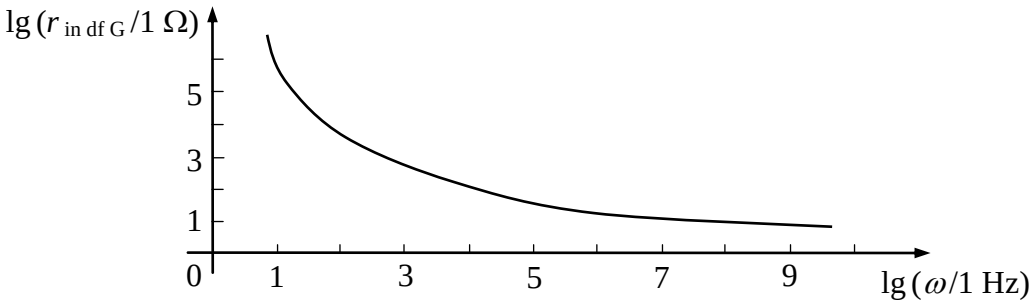
čia: $I_{\text{G }1\sim}$ – pirmojo tranzistoriaus T_1 užtūros G_1 kintamoji srovė.

Kai įėjime $U_{\text{in }1\text{-}2}$ kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažnis $\omega \Rightarrow 0$, skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ įėjimo $U_{\text{in }1\text{-}2}$ diferencialinė varža $r_{\text{in df G}} \Rightarrow \infty$. Kita vertus, šios mokymo priemonės pirmoje dalyje buvo parodyta, jog, įėjime U_{in} didėjant signalo $U_{\text{in}\sim}$ dažniui ω, lauko tranzistoriaus T užtūros G talpos $C_{\text{G}} = C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}}$ sandai C_{GS} ir C_{GD} (pirmoji d.– 1.109 pav.) mažina vienpolio tranzistoriaus T diferencialinę įėjimo varžą $r_{\text{G}\sim}$ (pirmoji d.– (1.366)–(1.368)). Akivaizdu, jog analogiškai skirtuminio stiprintuvo atveju su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.108 pav., a), skirtuminėje schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.108 pav., b) įėjime $U_{\text{in }1\text{-}2}$ įtampa $U_{\text{in}\sim}$ veikia nuosekliai sujungtas lauko tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų užtūrų $G_{1,\,2}$ p–n sandūras. Todėl įtampa $U_{\text{in}\sim}$ yra du kartus didesnė už įtampą $U_{\text{GS}\sim}$, kuri veikia BI stiprinimo pakopą su vienu lauko tranzistoriumi T (2.92 pav., b). Iš čia darome išvadą, jog $r_{\text{in df G}} = 2\cdot r_{\text{G}\sim}$ ir, didėjant dažniui $\omega \Rightarrow \infty$, diferencinio stiprintuvo su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ įėjimo $U_{\text{in }1\text{-}2}$ diferencialinė varža $r_{\text{in df G}}$ artėja prie vertės (pirmoji d.– (1.368)):

$$r_{\text{ in df G}} \Rightarrow 2\cdot[R_{\text{G }1,\,2} + R_{\text{S }1,\,2}\cdot(R_{\text{D }1,\,2} + R^*_{\text{a}})/(R_{\text{S }1,\,2} + R_{\text{D }1,\,2} + R^*_{\text{a}})], \tag{2.364a}$$

čia: $R^*_{a} \cong R_{D\ 1,\ 2} + R\ /2$; $R_{G\ 1,\ 2;\ S\ 1,\ 2;\ D\ 1,\ 2}$ – lauko tranzistorių $T_{1,\ 2}$ ekvivalentinės schemos parametrai (pirmoji d.– 1.109 pav.).

Skirtuminio stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ skirtuminio įėjimo $U_{in\ 1\text{-}2}$ tipinė diferencialinės varžos $r_{in\ df\ G}$ priklausomybė nuo dažnio ω yra parodyta 2.109 pav.



2.109 pav. Diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ įėjimo $U_{in\ 1\text{-}2}$ diferencialinės varžos $r_{\ in\ df\ G}$ priklausomybė nuo įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ dažnio ω, čia varža $r_{\ in\ df\ G}$ ir dažnis ω atidėti atitinkamais normuotais masteliais: $r_{in\ df\ G}/1\ \Omega$ ir $\omega/1$ Hz

Kai poveikio signalas $u_{in}(t)$ yra harmoninė įtampa $\boldsymbol{U}_{in}$, veikianti, pavyzdžiui, pirmojo lauko tranzistoriaus T_1 užtūrą G_1, kai antrojo tranzistoriaus T_2 užtūra G_2 yra „įžeminta“, diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ (2.97 pav. ir 2.108 pav., b) įtampos stiprinimo $\boldsymbol{K}_{u\ df}$ dažninės charakteristikos atitinka BI stiprinimo pakopos (2.83 pav., b) dažnines charakteristikas $\boldsymbol{K}_u$ (pirmoji d.– (1.375)–(1.389)). O štai kitu valdymo atveju, kai poveikio harmoninis signalas $\boldsymbol{I}_{in}$ yra ištakų $S_{1,\ 2}$ grandinėje įjungto įtampa $\boldsymbol{U}_{Io}$ valdomo kintamosios srovės šaltinio generuojamas signalas $\boldsymbol{I}_{in}$ (arba $I_{o\ \sim}$), išėjimuose $U_{iš\ 1,\ 2}$ atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\ 1,\ 2}$ stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{u\ df\ (Io)}$ dažninės charakteristikos atitinka BU stiprinimo pakopos (2.83 pav., a) dažnines charakteristikas $\boldsymbol{K}_u$ (pirmoji d.– (1.376)).

Anksčiau parodėme du diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo *balansavimo būdus*:

1 – kai balanso sąlyga yra $U_{iš\ df} = 0$, ir ši sąlyga yra nustatoma parenkant vieno iš tranzistorių $T_{1,\ 2}$ veikos tašką $\{I_{K\ 1,\ 2\ o},\ U_{KB\ 1,\ 2\ o}\}$ arba $\{I_{D\ 1,\ 2\ o},\ U_{GS\ 1,\ 2\ o}\}$ nustatančių rezistorinio įtampos daliklio, pavyzdžiui, $R_1 \| R_{i\ 1}$, parametrus (2.96 pav. ir 2.97 pav.);

2 – kai 2.108 pav. parodytose schemose balanso sąlyga yra $U_{iš\ df} = 0$, ir ši sąlyga yra realizuojama apkrovų rezistorių $R_{K\ 1,\ 2}$ (arba $R_{D\ 1,\ 2}$) grandinėje įjungtu potenciometru R, su kuriuo yra keičiamos tranzistorių $T_{1,\ 2}$ kolektorių $K_{1,\ 2}$ (arba santakų $D_{1,\ 2}$) apkrovos rezistorių $R^*_{K\ 1,\ 2} = R_{K\ 1,\ 2} \pm \Delta R$ (arba $R^*_{D\ 1,\ 2} = R_{D\ 1,\ 2} \pm \Delta R$) atstojamosios varžos.

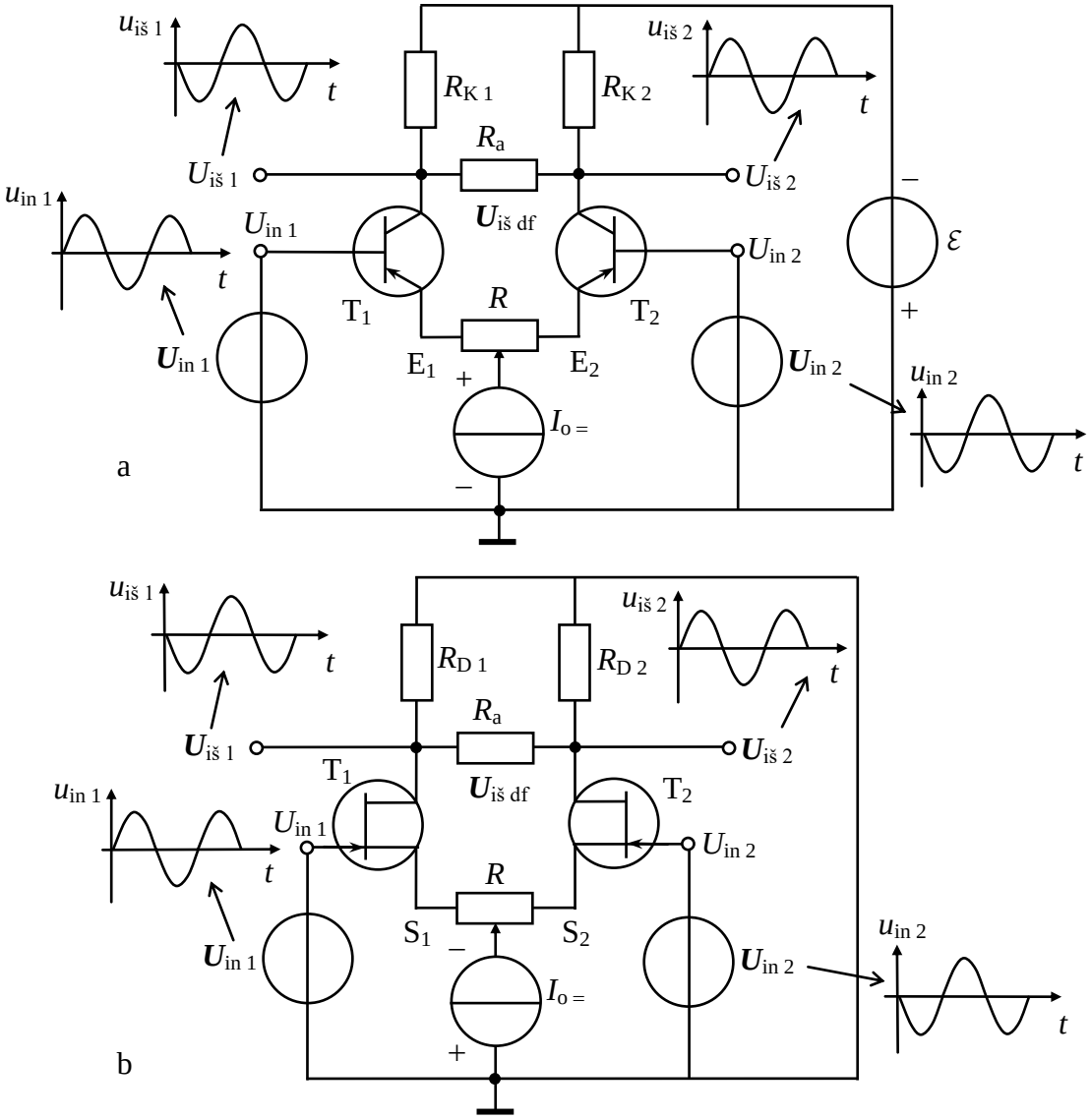
Trečias balansavimo būdas yra realizuojamas emiterių $E_{1,\ 2}$ (arba ištakų $S_{1,\ 2}$) grandinėje įjungtu potenciometru R, su kuriuo yra keičiamos tranzistorių $T_{1,\ 2}$ emiterinių p–n sandūrų (arba užtūrų $G_{1,\ 2}$) pastoviosios įtampos $U_{BE\ 1,\ 2\ o}$ (arba $U_{GS\ 1,\ 2\ o}$) taip, kaip tai yra parodyta 2.110 pav. Iš 2.110 pav. matome, kad, esant neidentiškiems tranzistoriams $T_{1,\ 2}$, pavyzdžiui, kai yra tenkinama sąlyga: $I_{E\ 1\ o} = I_{E\ 2\ o}$, įtampa $U_{EB\ 1\ o} \neq U_{EB\ 2\ o}$ (arba įtampa $U_{SG\ 1\ o} \neq U_{SG\ 2\ o}$, kai yra tenkinama sąlyga: $I_{S\ 1\ o} = I_{S\ 2\ o}$), skirtuminio stiprintuvo balanso sąlyga $U_{iš\ df} = 0$, kai įėjimuose $U_{in\ 1,\ 2}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{in\ 1,\ 2} = 0$, yra pasiekiama potenciometru R, kurio varžų dalys $\pm \Delta R$, atžvilgiu vidurinio kontakto – šliaužiklio padėties, yra parenkamos iš sąlygos:

$$[|U_{BE\ 1\ o}| - I_{o=} \cdot (R/2 \pm \Delta R)/2] - [|U_{BE\ 2\ o}| - I_{o=} \cdot (R/2\ \mu\ \Delta R)/2] = 0, \quad (2.365)$$

čia išraiška yra parašyta dvipolių tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atveju, kai $U_{BE\ 2\ o} < U_{BE\ 1\ o}$;

$$[|U_{GS\ 1\ o}| + I_{o=} \cdot (R/2 \pm \Delta R)/2] - [|U_{GS\ 2\ o}| + I_{o=} \cdot (R/2\ \mu\ \Delta R)/2] = 0, \quad (2.366)$$

ir iš čia matome, jog potenciometru R galima nustatyti balanso sąlygą tik tuo atveju, kai $\Delta R \geq R/2$.



2.110 pav. Pastovaus signalo diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo principinės schemos su dvipoliais (a) ir vienpoliais (b) tranzistoriais $T_{1,\,2}$, kai balansuojama emiterių $E_{1,\,2}$ arba ištakų $S_{1,\,2}$ grandinėje įjungtu potenciometru R

čia išraiška yra parašyta vienpolių tranzistorių $T_{1,\,2}$ atveju, kai $U_{\text{GS }1\,\text{o}} < U_{\text{GS }2\,\text{o}}$.

Iš (2.365) ir (2.366) randame nuokrypio $\pm\Delta R$ modulio ΔR vertę:

$$\Delta R = (|U_{\text{BE }1\,\text{o}} - U_{\text{BE }2\,\text{o}}|)/I_{\text{o}=},\ \text{arba}\ \ \Delta R = (|U_{\text{GS }2\,\text{o}} - U_{\text{GS }1\,\text{o}}|)/I_{\text{o}=}, \quad (2.367)$$

Iš (2.365) ir (2.366) matome: potenciometro R varžos sandai ($R/2 \pm \Delta R$), be pageidaujamos balansavimo įtakos, turi ne visada naudingą neigiamojo grįžtamojo ryšio įtaką, nes įtampos $U_{\Delta\text{R}}$ poliškumas varžos R sanduose ($R/2 \pm \Delta R$) yra atgalinės krypties, ir todėl jos veikiami tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra iš dalies „pridaromi“. Todėl dažniausiai potenciometro R varža yra parenkama pakankamai maža – iki kelių šimtų omų. Kita vertus, iš (2.367) matome, jog potenciometro R varža gali būti parinkta iš sąlygos $R \geq 1/S_{\text{b},\,\text{g}}$, čia $S_{\text{b},\,\text{g}}$ – dvipolio arba vienpolio tranzistoriaus statumas atitinkamai BB arba BU grandinėje. Pasinaudoję šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateiktomis statumų S_{b} ir S_{g} atitinkamomis išraiškomis (1.123) ir (1.257), galime parašyti:

$$R \geq (2\cdot\varphi_{\text{T}})/(\alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=}) \quad \text{arba} \quad R \geq |U_{\text{s }1,\,2}|/(2\cdot I_{\text{D max }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=})^{1/2}, \quad (2.368)$$

čia yra padaryti akivaizdus pakeitimai: $I_{\text{K }1,\,2} = (\alpha_{\text{o }1,\,2}\cdot I_{\text{o}=})/2$ ir $I_{\text{D }1,\,2} = I_{\text{o}=}/2$.

Į išraiškas (2.368) įstatę vertes: $\varphi_T = 25{,}5$ mV, $\alpha_{o\,1,2} = 0{,}98$, $I_{o=} = 2$ mA, $|U_{s\,1,2}| = 1$V ir $I_{D\,max\,1,\,2} = 10$ mA, randame: $R \geq 26\ \Omega$ – skirtuminio stiprintuvo schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.110 pav., a) atveju ir $R \geq 158\ \Omega$ – skirtuminio stiprintuvo schemoje su vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ (2.110 pav., b) atveju.

Šio skyrelio pabaigoje surasime skirtuminio stiprintuvo diferencinėje apkrovoje R_a išsiskiriančios didžiausios galios $P_{a\,max}$ išraišką, kuri tiesiogiai kyla iš diferencinės perdavimo charakteristikos $I_a(U_{in\,p,\,s})$ ir $I_{a\,max}$ atitinkamų išraiškų (2.320) ir (2.303):

$$P_{a\,max} = (I_{a\,max})^2 \cdot R_a = [\alpha_o \cdot I_{o=} \cdot R_{K\,1,\,2}/(R_a + 2 \cdot R_{K\,1,\,2})]^2 \cdot R_a, \quad (2.368a)$$

skirtuminėje schemoje su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$;

$$P_{a\,max} = (I_{a\,max})^2 \cdot R_a = [I_{o=} \cdot R_{D\,1,\,2}/(R_a + 2 \cdot R_{D\,1,\,2})]^2 \cdot R_a, \quad (2.368b)$$

skirtuminėje schemoje su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$.

Iš (2.368a, b) matome: $P_{a\,max}$ vertė priklauso nuo R_a ir yra didžiausia:

$$P^*_{a\,max} = (\alpha_o \cdot I_{o=})^2 \cdot R_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2}/9 \ \text{ arba } \ P^*_{a\,max} = (I_{o=})^2 \cdot R_{D\,1,\,2}/9, \quad (2.368c)$$

kai $R_a = R_{K\,1,\,2;\,D\,1,\,2}$, ir tai tiesiogiai kyla iš lygties $\partial P_{a\,max}/\partial R_a = 0$.

Srovės šaltinio $I_{o\,=}$ įtaka skirtuminio stiprintuvo parametrams, kai jis nėra idealus – $I_{o\,=} \neq$ const, yra parodyta tolimesniuose poskyriuose, aprašančiuose *operacinio stiprintuvo* – daugiafunkcinio stiprintuvo veiką.

2.1.3. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose

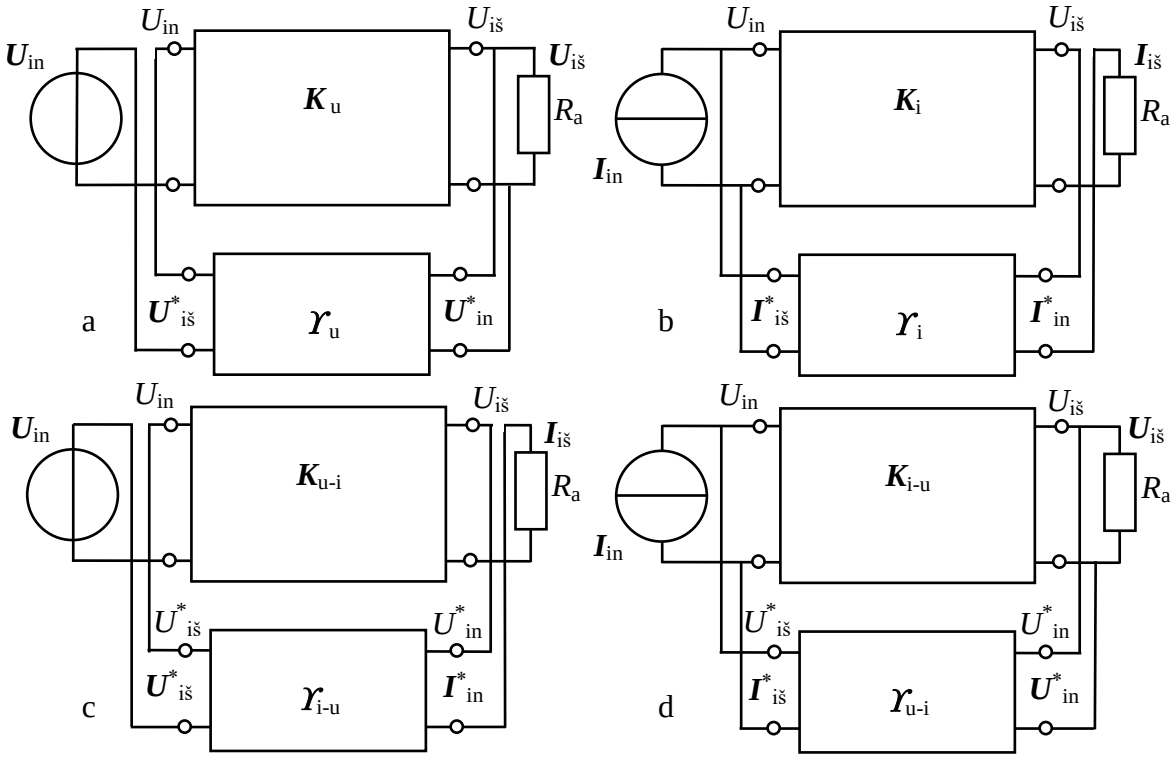
Elektroninėse grandinėse grįžtamuoju ryšiu yra vadinamas reiškinys, kai elektroninio įtaiso, pavyzdžiui, stiprintuvo, išėjimo $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$, arba (ir) $\boldsymbol{I}_{iš}$, atitinkama dalis $\boldsymbol{U}_{iš}/k$, arba (ir) $\boldsymbol{I}_{iš}/k$, patenka į įėjimo U_{in} grandinę, čia $k \geq 1$ – išėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{iš}$ dalijimo koeficientas. Galimi grįžtamojo ryšio atvejai yra parodyti 2.111 pav.

Iš 2.111 pav. matome, kad stiprintuvas ir grįžtamojo ryšio grandinės įrenginys yra pavaizduoti atitinkamais keturpoliais $\boldsymbol{K}_{u,\,i}$ ir $\boldsymbol{\Upsilon}_{u,\,i}$.

2.111 pav., a, parodytas atvejis yra vadinamas *įtampos grįžtamuoju ryšiu*, nes jame keturpolio $\boldsymbol{K}_u$ išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ dalis ($\boldsymbol{\Upsilon}_u \cdot \boldsymbol{U}_{iš}$) grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ yra grąžinama į keturpolio $\boldsymbol{K}_u$ įėjimo U_{in} gnybtus. Akivaizdu, jog šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas – įėjimo U^*_{in} varža $R_{in\,\Upsilon} >> R_a$, o išėjimo $U^*_{iš}$ varža $R_{iš\,\Upsilon} << R_{K\,in}$ – keturpolio $\boldsymbol{K}_u$ įėjimo U_{in} varža, nes esant šioms sąlygoms grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ išėjimas $U^*_{iš}$ tenkina įtampos šaltinio parametrus, o grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ įėjimas U^*_{in} nešuntuoja apkrovos R_a.

2.111 pav., b, parodytas atvejis yra vadinamas *srovės grįžtamuoju ryšiu*, nes jame keturpolio $\boldsymbol{K}_i$ išėjime $U_{iš}$ tekančios srovės $\boldsymbol{I}_{iš}$ dalis ($\boldsymbol{\Upsilon}_i \cdot \boldsymbol{I}_{iš}$) grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį $\boldsymbol{\Upsilon}_i$ yra grąžinama į keturpolio $\boldsymbol{K}_i$ įėjimo U_{in} gnybtus. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys $\boldsymbol{\Upsilon}_i$ turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas – įėjimo U^*_{in} varža $R_{in\,\Upsilon} << R_a$, o išėjimo $U^*_{iš}$ varža $R_{iš\,\Upsilon} >> R_{K\,in}$, nes esant šioms sąlygoms grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_i$ išėjimas $U^*_{iš}$ tenkina srovės šaltinio parametrus, o įėjimas U^*_{in} neturi įtakos išėjimo srovei $\boldsymbol{I}_{iš}$.

2.111 pav., c, parodytas atvejis yra vadinamas *srovės ir įtampos mišriuoju grįžtamuoju ryšiu*, nes jame keturpolio $\boldsymbol{K}_{u\text{-}i}$ išėjime $U_{iš}$ tekančios srovės $\boldsymbol{I}_{iš}$ dalis ($\boldsymbol{\Upsilon}_{i\text{-}u} \cdot \boldsymbol{I}_{iš}$) grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį $\boldsymbol{\Upsilon}_{i\text{-}u}$ yra keičiama į jai proporcingą įtampą $\boldsymbol{U}^*_{iš}$, kuri yra grąžinama į keturpolio $\boldsymbol{K}_{u\text{-}i}$ įėjimo U_{in} gnybtus. Akivaizdu, kad šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys $\boldsymbol{\Upsilon}_{i\text{-}u}$ turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas – įėjimo U^*_{in} varža $R_{in\,\Upsilon} << R_a$, o išėjimo $U^*_{iš}$ varža $R_{iš\,\Upsilon} << R_{K\,in}$, nes esant šioms sąlygoms grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_{i\text{-}u}$ išėjimas $U^*_{iš}$ neturi įtakos įėjimo U_{in} srovei $\boldsymbol{I}_{in}$, o įėjimas U^*_{in} neturi įtakos išėjimo $U_{iš}$ srovei $\boldsymbol{I}_{iš}$.



2.111 pav. Galimi grįžtamojo ryšio elektroninėse grandinėse atvejai: a – įtampos grįžtamasis ryšys; b – srovės grįžtamasis ryšys; c – srovės ir įtampos mišrusis grįžtamasis ryšys; d – įtampos ir srovės mišrusis grįžtamasis ryšys

2.111 pav., d, parodytas atvejis yra vadinamas *įtampos ir srovės mišriuoju grįžtamuoju ryšiu*, nes tokiu atveju keturpolio $\boldsymbol{K}_{\text{i-u}}$ išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dalis ($\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u-i}}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$) grįžtamojo ryšio grandine per įrenginį $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u-i}}$ yra keičiama į jai proporcingą srovę $\boldsymbol{I}^*_{\text{iš}}$, kuri yra grąžinama į keturpolio $\boldsymbol{K}_{\text{i-u}}$ įėjimo U_{in} gnybtus. Akivaizdu, jog šiuo atveju grįžtamojo ryšio įrenginys $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u-i}}$ turi tenkinti tam tikras elektrinių parametrų sąlygas – įėjimo U^*_{in} varža $R_{\text{in}\,\Upsilon} >> >> R_{\text{a}}$, o išėjimo $U^*_{\text{iš}}$ varža $R_{\text{iš}\,\Upsilon} >> R_{\text{K in}}$, nes esant šioms sąlygoms grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u-i}}$ įėjimas U^*_{in} nešuntuoja apkrovos R_{a}, o grįžtamojo ryšio įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u-i}}$ išėjimas $U^*_{\text{iš}}$ neturi įtakos keturpolio $\boldsymbol{K}_{\text{i-u}}$ įėjimo U_{in} srovei $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$.

2.111 pav., a, parodytu atveju stiprintuvo $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ su įtampos grįžtamuoju ryšiu $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}$ – viso įrenginio įtampos stiprinimo-perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\Upsilon}$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\Upsilon} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}. \tag{2.369}$$

Visos sistemos 2.111 pav., a, išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ galima išreikšti akivaizdžia tapatybe:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{K}_{\text{u}}\cdot(\boldsymbol{U}_{\text{in}} + \boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}) = \boldsymbol{K}_{\text{u}}\cdot(\boldsymbol{U}_{\text{in}} + \boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{iš}}).$$

Iš čia randame:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{K}_{\text{u}}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}/(1 - \boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u}}),$$

ir iš čia bei (2.369) gauname:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\Upsilon} = \boldsymbol{K}_{\text{u}}/(1 - \boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u}}). \tag{2.370}$$

Tiesinės sistemos harmoninio poveikio atveju, kai įėjime U_{in} signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = U_{\text{o in}}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$, koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ ir $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}$ gali būti išreikšti taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}} = (U_{\text{o iš}}\cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t + \varphi_{\text{K}})})/(U_{\text{o in}}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}) = K_{\text{o u}}(\omega)\cdot e^{j\cdot\varphi_{\text{K}}(\omega)}, \tag{2.371}$$

$$\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}^*_{\text{in}} = (U^*_{\text{o iš}}\cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t + \varphi_{\Upsilon})})/(U^*_{\text{o in}}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}) = \Upsilon_{\text{o u}}(\omega)\cdot e^{j\cdot\varphi_{\Upsilon}(\omega)}, \tag{2.371a}$$

čia: $K_{o\,u}(\omega)$ ir $\Upsilon_{o\,u}(\omega)$ – atitinkamų koeficientų $\boldsymbol{K}_u$ ir $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ modulių – amplitudžių priklausomybės nuo dažnio – *dažninės charakteristikos*; $\varphi_K(\omega)$ ir $\varphi_\Upsilon(\omega)$ – atitinkamų koeficientų $\boldsymbol{K}_u$ ir $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ *fazinės charakteristikos*.

Iš (2.370) ir (2.371) gauname:

$$\boldsymbol{K}_{u\,\Upsilon} = K_{o\,u}(\omega)\cdot[\cos(\varphi_K) - K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\cdot\cos(\varphi_\Upsilon)]/$$
$$/\{1 + [K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]^2 - 2\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\cdot\cos(\varphi_K + \varphi_\Upsilon)\} +$$
$$+ j\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot[\sin(\varphi_K) + K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\cdot\sin(\varphi_\Upsilon)]/$$
$$/\{1 + [K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]^2 - 2\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\cdot\cos(\varphi_K + \varphi_\Upsilon)\}, \quad (2.372)$$

čia išvedimo metu pasinaudojome matematine trigonometrine kompleksinio skaičiaus išraiška (2.9), ir siekdami paprastumo fazinėse charakteristikose $\varphi_{K,\,\Upsilon}$ nerašėme dažnio ω.

Iš (2.372) žinomu būdu randame $\boldsymbol{K}_{u\,\Upsilon}$ modulio $K_{o\,u\,\Upsilon}(\omega)$ išraišką:

$$K_{o\,u\,\Upsilon}(\omega) = K_{o\,u}(\omega)/\{1 + [K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]^2 -$$
$$- 2\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\cdot\cos(\varphi_K + \varphi_\Upsilon)\}^{1/2}. \quad (2.373)$$

Yra galimi du kraštiniai gautos išraiškos (2.373) atvejai:

1 – kai $\cos(\varphi_K + \varphi_\Upsilon) = 1$ iš (2.373) gauname *fazinę charakteristiką*:

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\Upsilon(\omega) = \pm n\cdot 2\cdot\pi \text{ rad} \rightarrow \pm n\cdot 360^o, \quad (2.374)$$

ir *dažninę charakteristiką*:

$$K_{o\,u\,\Upsilon}(\omega) = K_{o\,u}(\omega)/\{1 + [K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]^2 - 2\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\}^{1/2} =$$
$$= K_{o\,u}(\omega)/[1 - K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)], \quad (2.375)$$

čia: $n = 0, 1, 2, ...$

2 – kai $\cos(\varphi_K + \varphi_\Upsilon) = -1$ iš (2.373) gauname *fazinę charakteristiką*:

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\Upsilon(\omega) = \pm\pi \text{ rad} \rightarrow \pm 180^o, \quad (2.376)$$

ir *dažninę charakteristiką*:

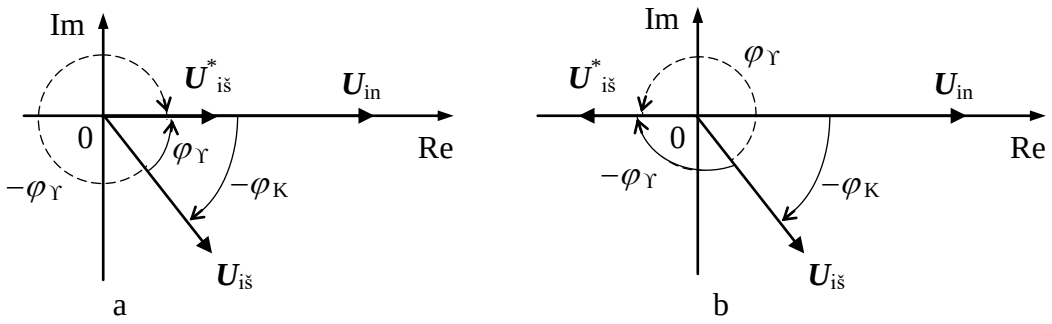
$$K_{o\,u\,\Upsilon}(\omega) = K_{o\,u}(\omega)/\{1 + [K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]^2 + 2\cdot K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)\}^{1/2} =$$
$$= K_{o\,u}(\omega)/[1 + K_{o\,u}(\omega)\cdot\Upsilon_{o\,u}(\omega)]. \quad (2.377)$$

Pirmuoju atveju iš (2.374) matome, jog grįžtamojo ryšio grandinės įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ išėjime $U^*_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ fazę φ_Υ yra pasukama taip, kad stiprintuvo $\boldsymbol{K}_u$ įėjime U_{in} šio signalo fazė φ_Υ sutaptų su poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ faze $\varphi_{in} = \varphi_\Upsilon$, tai matyti iš 2.112 pav., a, pateiktų vektorinių diagramų. Šis veikos atvejis yra vadinamas *teigiamuoju grįžtamuoju ryšiu*.

Antruoju atveju iš (2.376) matome, jog grįžtamojo ryšio grandinės įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_u$ išėjime $U^*_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ fazę φ_Υ yra pasukama taip, kad stiprintuvo $\boldsymbol{K}_u$ įėjime U_{in} šio signalo fazė φ_Υ tampa priešinga poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ fazei $\varphi_{in} = \varphi_\Upsilon + 180^o$, tai matyti iš 2.112 pav., b, pateiktų vektorinių diagramų. Šis veikos atvejis yra vadinamas *neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu*.

Taigi, iš 2.112 pav. pateiktų vektorinių diagramų matome, jog, esant fazių skirtumui $\Delta\varphi = \varphi_{iš} + \varphi_\Upsilon - \varphi_{in} < \pi/2$ rad (arba $< 90^o$), turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį, o kai fazių skirtumas $\Delta\varphi = \varphi_{iš} + \varphi_\Upsilon - \varphi_{in} > \pi/2$ rad (arba $> 90^o$), turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį.

Teigiamojo grįžtamojo ryšio atveju iš (2.375) matome, kad $K_{o\,u\,\Upsilon} \geq K_{o\,u}$, ir ši nelygybė tuo stipresne, kuo didesnis $\Upsilon_{o\,u}$. Kai sandauga $(K_{o\,u}\cdot\Upsilon_{o\,u}) \Rightarrow 1$, tai $K_{o\,u\,\Upsilon} \Rightarrow \infty$, ir elektroninis įrenginys 2.111 susižadina – tampa elektrinių signalų *generatoriumi*, nes jo išėjime $U_{iš}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš} > 0$, kai jo įėjime U_{in} įtampa $\boldsymbol{U}_{in} = 0$ (arba išėjimo $U_{iš}$ srovė $\boldsymbol{I}_{iš} > 0$, kai įėjimo U_{in} srovė



2.112 pav. Stiprintuvo $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ su grįžtamuoju ryšiu $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}$ atitinkamų įėjimų U_{in} ir U^*_{in} bei išėjimų $U_{\text{iš}}$ ir $U^*_{\text{iš}}$ harmoninių signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{U}^*_{\text{in}}$ bei $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ir $\boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}$ vektorinės diagramos: a – teigiamojo grįžtamojo ryšio atveju; b – neigiamojo grįžtamojo ryšio atveju

$\boldsymbol{I}_{\text{in}} = 0$). Taigi parodėme, jog visais 2.111 pav. pateiktais grįžtamojo ryšio atvejais stiprintuvas $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ su grįžtamuoju ryšiu $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u, i}}$ susižadina (generuoja), kai yra tenkinamos dvi sąlygos:

$$1 - \textit{fazių balanso sąlyga}: \quad \varphi_{\text{Ku, i}}(\omega) + \varphi_{\Upsilon\text{u, i}}(\omega) = \pm n \cdot 2 \cdot \pi \rightarrow \pm n \cdot 360^{\text{o}}, \quad (2.378)$$

$$2 - \textit{amplitudžių balanso sąlyga}: \quad K_{\text{o u, i}}(\omega) \cdot \Upsilon_{\text{o u, i}}(\omega) \geq 1, \quad (2.378\text{a})$$

čia: $\varphi_{\text{Ku, i}}(\omega)$ – signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazė signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazės $\varphi_{\text{in}}(\omega)$ atžvilgiu; $\varphi_{\Upsilon\text{u, i}}(\omega)$ – signalo $\boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}$ fazė signalo $\boldsymbol{U}^*_{\text{in}} \equiv \boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{Ku, i}}(\omega)$ atžvilgiu.

Dažniausiai stiprintuvų $K_{\text{o u, i}} > 1$, ir todėl amplitudžių balanso sąlyga (2.378a) yra tenkinama, kai $\Upsilon_{\text{o u, i}} < 1$. Iš čia kyla *amplitudžių balanso sąlygos fizikinė esmė* – elektroninio įrenginio bendras stiprinimo koeficientas ($K_{\text{o u, i}} \cdot \Upsilon_{\text{o u, i}}$) turi kompensuoti nuostolius grįžtamojo ryšio grandinėje, nes $\Upsilon_{\text{o u, i}} \leq 1$, ir šilumos, išsiskiriančios ominėse varžose nuostolius. Kai amplitudžių balanso sąlygoje (2.378a) turime lygybę, yra generuojami *harmoniniai virpesiai*, o kai turime daugiau už 1 – yra generuojami *relaksaciniai virpesiai* – impulsiniai signalai, pavyzdžiui, meandro pavidalo (2.60 pav., a), ir kitokie, kurių dažnių spektras ω_n sudėtinis.

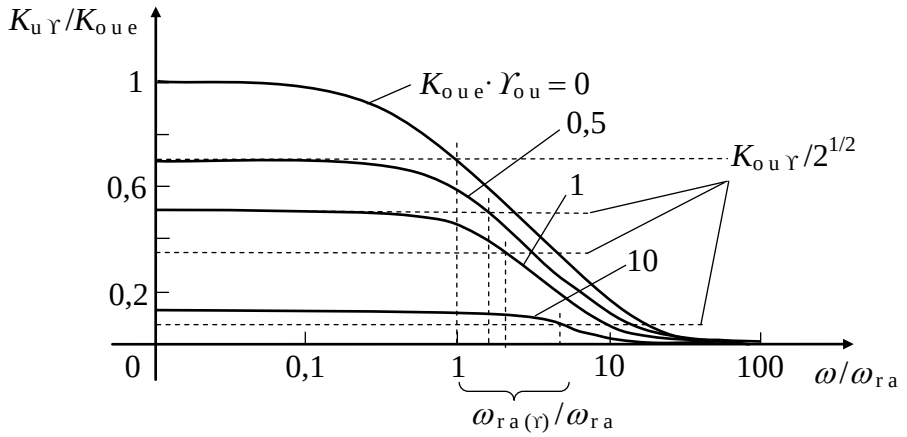
Dažniausiai stiprintuvai yra naudojami pagal savo tiesioginę paskirtį – stiprinti elektrinius signalus: $u(t)$, $i(t)$, $p(t)$, ir todėl stiprintuvuose yra taikomas išimtinai neigiamasis grįžtamasis ryšys (arba keli neigiamieji ryšiai). Iš (2.377) matome, jog neigiamojo grįžtamojo ryšio atveju $K_{\text{o u, i}\,\Upsilon} \leq K_{\text{o u, i}}$, ir ši nelygybė tuo stipresnė, kuo didesnis $\Upsilon_{\text{o u, i}}$. Kai grįžtamosios grandinės $\Upsilon_{\text{o u, i}} \Rightarrow 1$, tai viso elektroninio įrenginio $K_{\text{o u, i}\,\Upsilon} \Rightarrow 1$, ir šiuo atveju stiprintuvas su šimtaprocentiniu neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu praranda stiprinimo savybę. Šioje veikoje įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong \boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir todėl $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = 1$ – turime įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atkartojimo schemą, pavyzdžiui, EK ir IK pakopas. Kai grįžtamosios grandinės $\Upsilon_{\text{o u, i}} \Rightarrow \infty$, tai atitinka stiprinimą grįžtamojo ryšio grandinėje, ir šiuo atveju viso elektroninio įrenginio $K_{\text{o u, i}\,\Upsilon} \Rightarrow 0$ – ši veika nėra naudojama. Iš čia galima daryti išvadą, jog neigiamasis grįžtamasis ryšys stiprintuvuose nėra pageidautinas reiškinys. Tačiau yra visa eilė stiprintuvo parametrų, kurie, esant neigiamajam grįžtamajam ryšiui, labai pagerėja.

Viena iš pageidaujamų neigiamojo grįžtamojo ryšio stiprintuve pasireiškimo savybių yra stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{\text{u, i}}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio $\omega_{\text{r a}}$ (2.78 pav.) padidėjimas. Tai tiesiogiai matome iš (2.377), į kurią įstatę, pavyzdžiui, BE schemoje įjungto dvipolio tranzistoriaus įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u e}}$ dažninės charakteristikos išraišką (2.73 pav., a):

$$K_{\text{u e}}(\omega) \cong K_{\text{o u e}} / [1 + (\omega/\omega_{\text{r a}})^2]^{1/2},$$

ir grįžtamojo ryšio grandinės įrenginio $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{u}}$ dažninę charakteristiką $\Upsilon_{\text{u}}(\omega) \cong \Upsilon_{\text{o u}}$, bei atlikę apskaičiavimus, gauname viso įrenginio $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\Upsilon}$ dažninės charakteristikos $K_{\text{u}\,\Upsilon}(\omega)$ priklausomybę nuo sandaugos ($K_{\text{o u e}} \cdot \Upsilon_{\text{o u}}$) vertės, tai parodyta 2.113 pav.

Iš 2.113 pav. matome: stiprėjant neigiamajam grįžtamajam ryšiui, kai $\Upsilon_{\text{o u}} \Rightarrow 1$, viso



2.113 pav. Neigiamojo grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{ou} > 0$ įtaka BE pakopos dažninei charakteristikai $K_{u\Upsilon}(\omega)$, čia $K_{u\Upsilon}(\omega)$ ir dažnis ω atidėti atitinkamais normuotais masteliais $K_{u\Upsilon}/K_{oue}$ ir ω/ω_{ra}

įrenginio dažninės charakteristikos $K_{u\Upsilon}(\omega)$ vertė $K_{u\Upsilon}(\omega) \cong K_{ou\Upsilon}$ išlieka pastovi platesniame dažnių diapazone $\Delta\omega$, ir todėl kartu didėja aukštojo ribinio dažnio $\omega_{ra(\Upsilon)}$ vertė, kurią gauname iš (2.377), pritaikę ribinio dažnio ω_{ra} apibrėžtį: $K_{u\Upsilon}(\omega_{ra(\Upsilon)}) = K_{ou\Upsilon}/2^{1/2}$, ir iš čia:

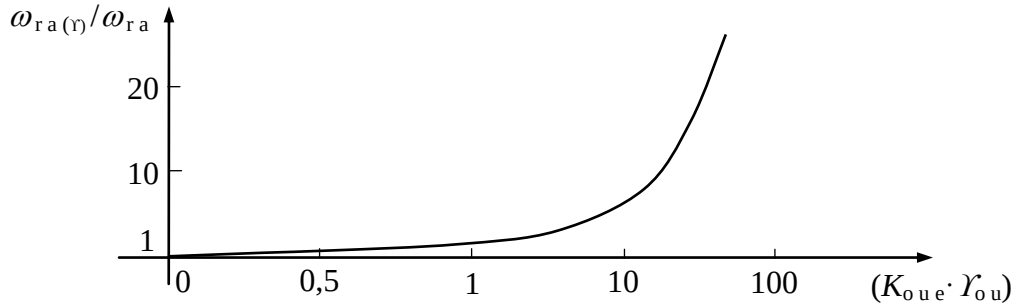
$$\{K_{oue}/[1 + (\omega_{ra(\Upsilon)}/\omega_{ra})^2]^{1/2}\}/\{1 + \Upsilon_{ou}K_{oue}/[1 + (\omega_{ra(\Upsilon)}/\omega_{ra})^2]^{1/2}\} =$$

$$= K_{oue}/[(1 + K_{oue}\cdot\Upsilon_{ou})\cdot 2^{1/2}],$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{ra(\Upsilon)} = \omega_{ra}\cdot\{[2^{1/2}\cdot(1 + K_{oue}\cdot\Upsilon_{ou}) - K_{oue}\cdot\Upsilon_{ou}]^2 - 1\}^{1/2}. \quad (2.379)$$

Iš (2.379) apskaičiuota priklausomybė $\omega_{ra(\Upsilon)}(K_{oue}\cdot\Upsilon_{ou})$ yra parodyta 2.114 pav.



2.114 pav. Neigiamojo grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{ou} > 0$ įtaka BE pakopos dažninės charakteristikos $K_{u\Upsilon}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio $\omega_{ra(\Upsilon)}$ vertei, kuri atidėta normuotu masteliu $\omega_{ra(\Upsilon)}/\omega_{ra}$

Iš 2.114 pav. matome: sandaugai $(K_{oue}\cdot\Upsilon_{ou})$ pasiekus vertę 10, viso įrenginio dažninės charakteristikos $K_{u\Upsilon}(\omega)$ aukštojo ribinio dažnio $\omega_{ra(\Upsilon)}$ vertė padidėja apie 5,5 kartus, palyginti su stiprintuvo ribiniu dažniu ω_{ra} be neigiamojo grįžtamojo ryšio, kai $\Upsilon_{ou} = 0$. Čia būtina pasakyti, kad ribinio dažnio $\omega_{ra(\Upsilon)}$ padidėjimas apie 5,5 karto yra gautas viso įrenginio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{ou\Upsilon}$ sumažėjimo 11 kartų, palyginus su stiprintuvo K_{oue} verte be neigiamojo grįžtamojo ryšio, kai $\Upsilon_{ou} = 0$, sąskaita. Taigi, ši neigiamojo grįžtamojo ryšio Υ_u savybė yra plačiai taikoma impulsinių signalų stiprintuvuose, kai yra svarbu realizuoti kuo trumpesnių frontų $t_{r,f}$ impulsinių signalų perdavimą, aukojant stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\Upsilon}$ vertę.

Kita iš pageidaujamų – naudingų neigiamojo grįžtamojo ryšio Υ_u pasireiškimo stiprintuve savybių yra stiprintuvo elektrinių parametrų stabilumo padidinimas. Stiprintuvo elektrinių parametrų nestabilumas gali būti susijęs su aplinkos temperatūros T svyravimais –

pokyčiais ($T \pm \Delta T$) laike t, maitinimo šaltinio įtampos $\mathcal{E}$ svyravimais – pokyčiais ($\mathcal{E} \pm \Delta\mathcal{E}$) laike t, ir t. t.

Pavyzdžiui, vieno pagrindinių stiprintuvo elektrinio parametro – įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$) stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ nestabilumas laike t sukelia išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) išėjimo srovės $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$) nestabilumą laikę t, kai įėjime U_{in} poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$) yra stabilus: $U_{\text{o in}} = \text{const}$ ir $I_{\text{o in}} = \text{const}$. Akivaizdu, jog dėl stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ nestabilumo – jam pakitus dydžiu $\pm \Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$, ir išėjime $U_{\text{iš}}$ atsiras reakcijos signalo pokytis $\pm \Delta\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) $\pm \Delta\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$), kurio santykinė vertė $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \Delta\boldsymbol{I}_{\text{iš}}/\boldsymbol{I}_{\text{iš}} = \Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$, nes $U_{\text{o in}} = \text{const}$ (arba (ir) $I_{\text{o in}} = \text{const}$). Esant grįžtamajam ryšiui $\Upsilon_{\text{u, i o}} > 0$ (2.111 pav.), visos sistemos santykinį pokytį $\Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,\Upsilon}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,\Upsilon}$ surasime iš (2.370), atlikę diferencijavimo veiksmus:

$$\mathrm{d}\,\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,\Upsilon}/\mathrm{d}\,\boldsymbol{K}_{\text{u, i}} = [(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}) - \boldsymbol{K}_{\text{u, i}} \cdot (-\Upsilon_{\text{u, i}})]/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})^2 =$$

$$= 1/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})^2 = [\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})] \cdot [1/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})]\ (1/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}). \quad (2.379a)$$

Iš (2.379a) ir (2.370), padarę pakeitimą $\mathrm{d} \to \Delta$, gauname:

$$\Delta\,\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)} = (\Delta\,\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}})/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}). \quad (2.380)$$

Iš (2.380) matome: esant teigiamajam grįžtamajam ryšiui, kai $(\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}) > 0$ (2.375), visa sistema tampa dar nestabilesnė, ir, esant anksčiau aptartoms sąlygoms (2.378), susižadina – generuoja. Kita vertus, kai turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kai sandauga $(\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}) < 0$ (2.377), visos elektroninės sistemos stabilumas sustiprėja (pagerėja), nes $\Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)} < \Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$. Ši neigiamojo grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ savybė yra plačiai taikoma įvairiuose elektroniniuose įrenginiuose. Atsižvelgiant į sistemos stabilumo poreikį, dažniausiai sandaugos $(\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})$ modulio $(\Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}})$ vertė yra parenkama nuo 10 iki 20 ir daugiau, o iš (2.380) matome, kad tiek pat kartų pagerėja elektroninės sistemos parametrų stabilumas. Čia sistemos parametrų stabilumo pagerėjimas taip pat yra gaunamas viso įrenginio įėjime U_{in} veikiančios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}$ modulių $K_{\text{o u, i}\,(\Upsilon)}$ verčių sumažėjimo $(1 + \Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}})$ dydžiu, palyginti su stiprintuvo $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ be neigiamojo grįžtamojo ryšio, kai $\Upsilon_{\text{u, i}} = 0$, sąskaita.

Akivaizdu, kad analogiškai stiprintuvo įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$) stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ nestabilumo įtakos viso įrenginio nestabilumui išėjime $U_{\text{iš}}$, kai įėjimo signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$) yra stabilus, turi įtakos ir grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ grandinės nestabilumas, nes $\Upsilon_{\text{u, i}}$ pakitus dydžiu $\pm \Delta\Upsilon_{\text{u, i}}$, išėjime $U_{\text{iš}}$ atitinkamai atsiras ir signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$) pokytis $\pm \Delta\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) $\pm \Delta\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$), kurio santykinė vertė $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \Delta\boldsymbol{I}_{\text{iš}}/\boldsymbol{I}_{\text{iš}} = \Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}$, nes $U_{\text{o in}} = \text{const}$ (arba (ir) $I_{\text{o in}} = \text{const}$). Esant grįžtamajam ryšiui, kai $\Upsilon_{\text{o u, i}} > 0$, visos sistemos $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}$ (2.111 pav.) santykinį pokytį $\Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}$, atsirandantį dėl koeficiento $\Upsilon_{\text{u, i}}$ nestabilumo, surasime iš (2.370), atlikę diferencijavimo veiksmus pagal kintamąjį $\mathrm{d}\,\Upsilon_{\text{u, i}}$:

$$\mathrm{d}\,\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\mathrm{d}\,\Upsilon_{\text{u, i}} = -\,[\boldsymbol{K}_{\text{u, i}} \cdot (-\boldsymbol{K}_{\text{u, i}})]/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})^2 = \boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)} \cdot [\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})],$$

ir iš čia bei (2.370), padarę pakeitimą $\mathrm{d} \to \Delta$, gauname:

$$\Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)} = [(\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})/(1 - \Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}})] \cdot (\Delta\Upsilon_{\text{u, i}}/\Upsilon_{\text{u, i}}). \quad (2.381)$$

Iš (2.381) matome: neigiamojo grįžtamojo ryšio atveju, kai $(\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}) < 0$, ir kai $|\Upsilon_{\text{u, i}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}| >> 1$, turime:

$$\Delta\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)}/\boldsymbol{K}_{\text{u, i}\,(\Upsilon)} \cong -\,\Delta\Upsilon_{\text{u, i}}/\Upsilon_{\text{u, i}}. \quad (2.382)$$

Iš čia matome: neigiamasis grįžtamasis ryšis $\Upsilon_{\text{o u, i}} > 0$ *neslopina nestabilumų,* atsirandančių grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ grandinės elementuose.

Kita vertus, šiuo atveju gauname, kad esant labai stipriam neigiamajam grįžtamajam ryšiui, kai $\Upsilon_{\text{o u, i}} \Rightarrow 1$, visos elektroninės sistemos santykiniai nestabilumai yra lygūs grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ grandinėje atsirandantiems nestabilumams. Todėl šis reiškinys yra labai

plačiai taikomas elektroniniuose įrenginiuose, nes dažniausiai grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ grandinė yra sudaroma iš pasyviųjų radiotechninių elementų: *R, C, L* ir t. t., kurių parametrų nestabilumą laike *t* galima maksimaliai sumažinti, o to negalima pasakyti apie stiprintuvuose naudojamus aktyviuosius elementus – tranzistorius, diodus ir t. t.

Iš (2.381) matome – esant teigiamajam grįžtamajam ryšiui, kai $(\Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}}) > 0$ (2.370), visa elektroninė sistema dėl grįžtamojo ryšio koeficiento $\Upsilon_{\text{u, i}}$ nestabilumo laike *t* tampa dar nestabilesnė ir, esant anksčiau aptartoms sąlygoms (2.378), susižadina – generuoja, ir tai yra *generatoriaus veikos pamatinė sąlyga*, kurią detaliau aptarsime vėliau, nagrinėdami generatorių veikos fiziką.

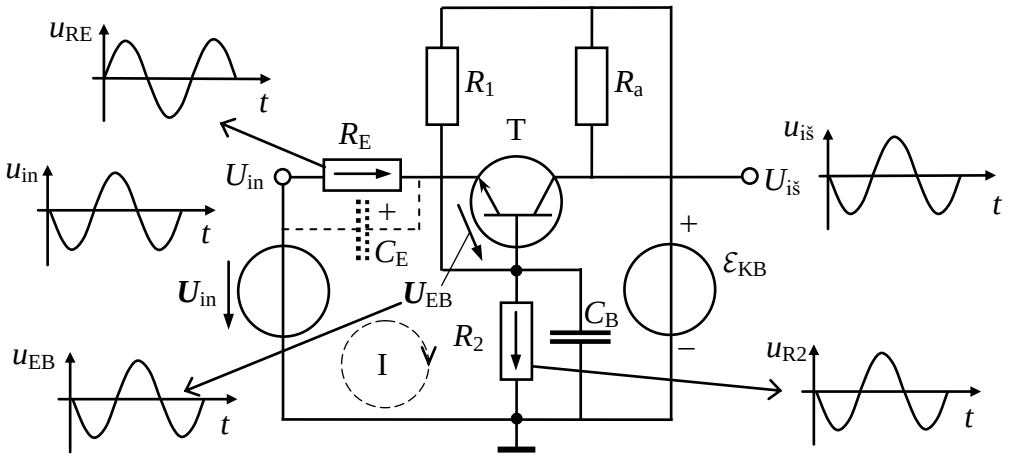
Dar viena iš pageidaujamų neigiamojo grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ pasireiškimo stiprintuve savybių yra stiprintuvo netiesinių iškreipių faktoriaus δ (pirmoji d.– (P1.573)) esminis sumažinimas. Akivaizdu, jog didžiausią įtaką iškreipių faktoriaus δ vertei turi aktyvieji stiprintuvo schemos elementai – tranzistoriai. Anksčiau parodėme, kad stipraus neigiamojo grįžtamojo ryšio atveju, kai $(\Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}}) < 0$ ir $\Upsilon_{\text{o u, i}} \Rightarrow 1$, visos sistemos parametrai yra nulemti grįžtamojo ryšio $\Upsilon_{\text{u, i}}$ grandinės atitinkamų parametrų. Todėl, iš analogijos anksčiau gautoms išraiškoms galima nusakyti sąryšį tarp stiprintuvo netiesinių iškreipių faktoriaus δ be grįžtamojo ryšio, kai $\Upsilon_{\text{u, i}} = 0$, ir visos sistemos iškreipių faktoriaus δ_Υ su grįžtamuoju ryšiu, kai $\Upsilon_{\text{o u, i}} > 0$, tokio pavidalo išraiška:

$$\delta_\Upsilon \cong \delta/(1 + \Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}}), \tag{2.383}$$

ir iš čia matome, kad, esant stipriam neigiamajam grįžtamajam ryšiui, kai $\Upsilon_{\text{o u, i}} \Rightarrow 1$, yra gaunamas esminis iškreipių faktoriaus δ_Υ sumažėjimas – apie $(1 + \Upsilon_{\text{o u, i}} \cdot K_{\text{o u, i}})$ kartus.

2.1.3.1. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose su dvipoliais tranzistoriais

Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje yra parodyti 2.115 pav.



2.115 pav. Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje

Iš 2.115 pav. matome: BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį (antroji Kirchhofo taisyklė (2.11)):

$$\boldsymbol{U}_{\text{RE}} + \boldsymbol{U}_{\text{EB}} + \boldsymbol{U}_{\text{RB}} - \boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0, \tag{2.384}$$

čia $\boldsymbol{U}_{\text{RB}} = \boldsymbol{I}_{\text{B}} \cdot R_{\text{B}}$ – įtampa varžoje R_{B}, kurią sudaro BB stiprinimo pakopos tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungto veikos tašką $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KB o}}\}$ nustatančio rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ atstojamoji varža $R_{\text{B}} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamuose schemos rezistorių elementuose. Šių

atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo laikinėse t atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.115 pav.) atžvilgiu.

Iš (2.384) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{EB}}$ tarp tranzistoriaus T emiterio E ir bazės B išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{EB}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{RB}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{RE}}. \tag{2.385}$$

Iš (2.385) matome: įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RB}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RE}}$ atitinkamuose rezistoriuose $R_1 \| R_2$ ir R_{E} fazės φ_{b} ir φ_{E} yra vienodos ir kartu priešingos įėjimo U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ fazei φ_{in}. Todėl BB schemoje turime du neigiamusius grįžtamuosius ryšius – rezistoriuse R_{B} ir R_{E}.

BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} šakoje – tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungto veikos tašką $\{I_{\mathrm{K\,o}},\ U_{\mathrm{KB\,o}}\}$ nustatančio rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ varža $R_{\mathrm{B}} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ turi įtakos fizikinių procesų spartai tranzistoriaus bazės srityje (pirmoji d.– (1.244)) – didėjant varžai R_{B}, BB schemoje įjungto tranzistoriaus T ribinis dažnis $\omega_\alpha \Rightarrow \omega_\beta$ – BE schemoje įjungto tranzistoriaus T ribinio dažnio vertė, kuri dažniausiai tenkina nelygybę $\omega_\beta < \omega_\alpha$ (pirmoji d.– (1.251), 1.83 pav.). Todėl varža R_{B} yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_{\mathrm{B}} \geq$ 5–20 μF, tai kintamajam signalui užtikrina bazės B „įžeminimą“, ir todėl nebeturime neigiamojo grįžtamojo ryšio kintamajam signalui. O pastoviajam signalui $U_{\mathrm{in}=}$ ($I_{\mathrm{in}=}$) varža R_{B} sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos padidėja BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos $R_{\mathrm{in\ b}}$ (2.258) vertė pastoviajam įėjimo signalui $U_{\mathrm{in}=}$ iki vertės $R^*_{\mathrm{in\,b}}$. Varžos $R^*_{\mathrm{in\,b}}$ vertė dar labiau padidėja dėl įėjimo U_{in} grandinėje nuosekliai įjungtos varžos R_{E} (2.115 pav.):

$$R^*_{\mathrm{in\,b}} \cong R_{\mathrm{EB\,b}} + R_{\mathrm{E}} + [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] / \beta_{\mathrm{o}}. \tag{2.386}$$

Varžos R_{B} sudarytas neigiamasis grįžtamasis ryšys pastoviajam signalui $U_{\mathrm{in}=}$ lemia tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\mathrm{EB\,o}},\ I_{\mathrm{E\,o}}\}$ emiterio E grandinėje stabilumą, esant išoriniams poveikiams, pavyzdžiui, aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm\Delta T_{\mathrm{apl}}$ laike t. Pasikeitus aplinkos temperatūrai T_{apl} dydžiu $\pm\Delta T_{\mathrm{apl}}$, pastovioji įtampa $U_{\mathrm{EB\,o}}$ pasikeičia dydžiu $\mp\,\Delta U_{\mathrm{EB\,o}}$, kai $I_{\mathrm{E\,o}} = \mathrm{const}$, arba pastovioji srovė $I_{\mathrm{E\,o}}$ pasikeičia dydžiu $\pm\Delta I_{\mathrm{E\,o}}$, kai $U_{\mathrm{EB\,o}} = \mathrm{const}$. Kai BB stiprinimo pakopos įėjime U_{in} poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ yra iš idealaus įtampos šaltinio – $R_{\mathrm{i}} = 0$ (2.115 pav.), turime antrąjį atvejį, todėl aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu $+\Delta T_{\mathrm{apl}}$, pastovioji srovė $I_{\mathrm{E\,o}}$ padidėja dydžiu $+\Delta I_{\mathrm{E\,o}}$, atitinkamai padidėja pastovioji bazės B srovė $I_{\mathrm{B\,o}}$ dydžiu $+\Delta I_{\mathrm{B\,o}}$ ir pastovioji kolektoriaus K srovė $I_{\mathrm{K\,o}}$ – dydžiu $+\Delta I_{\mathrm{K\,o}}$. Šiems pokyčiams galioja žinoma tranzistoriaus srovių balanso lygtis: $\Delta I_{\mathrm{E\,o}} = \Delta I_{\mathrm{B\,o}} + \Delta I_{\mathrm{K\,o}}$, čia srovės $I_{\mathrm{K\,o}}$ pokytis $\Delta I_{\mathrm{K\,o}} = \alpha_{\mathrm{o}} \cdot \Delta I_{\mathrm{E\,o}} = \beta_{\mathrm{o}} \cdot \Delta I_{\mathrm{B\,o}}$. Dėl kolektoriaus K srovės $I_{\mathrm{K\,o}}$ pokyčio $\Delta I_{\mathrm{K\,o}}$, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ pastovioji įtampa $U_{\mathrm{iš\,o}}$ sumažėja dydžiu $-\Delta U_{\mathrm{iš\,o}}$. Todėl, nesant neigiamojo grįžtamojo ryšio, būna santykinai didelis BB stiprinimo pakopos nestabilumas aplinkos temperatūros pokyčiams $\pm\Delta T_{\mathrm{apl}}$. Tačiau dėl tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungto rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ atstojamosios varžos R_{B} atsiranda bazės B pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{B\,o}}$ pokytis $\Delta U_{\mathrm{B\,o}} = -\Delta I_{\mathrm{B\,o}} \cdot R_{\mathrm{B}}$, čia minuso ženklas reiškia, jog pastovioji bazės B įtampa $U_{\mathrm{B\,o}}$ sumažėja, ir todėl tranzistorius T yra „pridaromas“, dėl to pastoviajam signalui $U_{\mathrm{in}=}$ veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys. Todėl sumažėja kolektoriaus K srovės $I_{\mathrm{K\,o}}$ pokytis $\Delta I_{\mathrm{K\,o}}$ ir kartu sumažėja išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{iš\,o}}$ pokytis $\Delta U_{\mathrm{iš\,o}}$. Taigi, parodėme, jog pastoviajam signalui $U_{\mathrm{in}=}$ varžos R_{B} sudarytas neigiamasis grįžtamasis ryšys lemia tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\mathrm{EB\,o}},\ I_{\mathrm{E\,o}}\}$ stabilumą, esant išoriniams poveikiams, ir šis neigiamasis grįžtamasis ryšys atitinka srovės ir įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav., c).

BB stiprinimo pakopos įėjime U_{in} įjungto rezistoriaus R_{E} varža (2.115 pav.), analogiškai varžai R_{B}, taip pat sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį pastoviajam $U_{\mathrm{in}=}$ ir kintamajam $U_{\mathrm{in}\sim}$ signalams, ir tai papildomai lemia tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\mathrm{EB\,o}},\ I_{\mathrm{E\,o}}\}$ stabilumą, esant išoriniams poveikiams. Pavyzdžiui, aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu $+\Delta T_{\mathrm{apl}}$ dėl tranzistoriaus T emiterio E grandinėje įjungto rezistoriaus R_{E} varžos atsiranda emiterio E pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{E\,o}}$ pokytis $\Delta U_{\mathrm{E\,o}} = \Delta I_{\mathrm{E\,o}} \cdot R_{\mathrm{E}}$, čia ženklas „+“ reiškia, kad emiterio E pastovioji įtampa $U_{\mathrm{E\,o}}$ padidėja, ir todėl tranzistorius T yra dar labiau

„pridaromas“. Dėl to pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ veikia papildomas neigiamasis grįžtamasis ryšys, kuris taip pat atitinka srovės ir įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį. Todėl dar labiau sumažėja kolektoriaus K srovės $I_{\text{K o}}$ pokytis $\Delta I_{\text{K o}}$, o kartu – išėjimo $U_{\text{iš}}$ pastoviosios įtampos $U_{\text{iš o}}$ pokytis $\Delta U_{\text{iš o}}$. Norint panaikinti papildomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį kintamajam signalui $U_{\text{in}\sim}$, rezistorius R_{E}, analogiškai varžai R_{B}, yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_{\text{E}} \geq 5$–20 μF. Tai 2.115 pav. yra parodyta brūkšninėmis linijomis.

Rezistorių R_{E} ir $R_1 \| R_2 \to R_{\text{B}}$ varžų sudaryti neigiamieji grįžtamieji ryšiai turi įtakos BB stiprinimo pakopos (2.115 pav.) įėjimo U_{in} diferencialinės varžos $r_{\text{in b}}$ (2.260) vertei įėjimo U_{in} kintamajam signalui $U_{\text{in}\sim}$, nes varža $r_{\text{in b}}$ padidėja iki vertės $r^*_{\text{in b}}$:

$$r^*_{\text{in b}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = R_{\text{E}} + (\partial U_{\text{EB}\sim} + \partial I_{\text{B}\sim} |\boldsymbol{R}_{\|}|)/\partial I_{\text{E}\sim} \cong$$

$$\cong R_{\text{E}} + r_{\text{EB b}} + \{R_1 \cdot R_2 / \{(R_1 + R_2) \cdot \{1 + [\omega \cdot C_{\text{B}} \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)]^2\}^{1/2}\}\}/\beta_{\text{o}}, \quad (2.387)$$

čia yra įskaitytas tik rezistorius $R_1 \| R_2$ šuntuojantis kondensatorius C_{B}.

BB stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.115 pav.) įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficientas $K^*_{\text{U b}}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.135)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrui I taip:

$$\begin{aligned} K^*_{\text{U b}} &= U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = U_{\text{iš}=}/(U_{\text{RE}=} + U_{\text{EB}=} + U_{\text{RB}=}) = \\ &= (U_{\text{iš}=}/U_{\text{EB}=})/[1 + (U_{\text{RE}=} + U_{\text{RB}=})/U_{\text{EB}=}] = \\ &= K_{\text{U b}}/[1 + (I_{\text{E}=} \cdot R_{\text{E}} + I_{\text{B}=} \cdot R_{\text{B}})/U_{\text{EB}=}] = \\ &= K_{\text{U b}}/[1 + (I_{\text{E}=}/U_{\text{EB}=}) \cdot (R_{\text{E}} + \alpha_{\text{o}} \cdot R_{\text{B}}/\beta_{\text{o}})] = \\ &= K_{\text{U b}}/\{1 + [R_{\text{E}} + R_{\text{B}}/(1 + \beta_{\text{o}})]/R_{\text{EB b}}\}, \end{aligned} \quad (2.388)$$

čia išvesdami pasinaudojome žinomomis išraiškomis iš pirmosios dalies – (1.107), (1.108), (1.124).

Čia ir toliau pastoviųjų įtampų ir srovių sandai yra susiję tik su pastoviosios įėjimo U_{in} įtampos $U_{\text{in}=} \geq 0$ poveikiu.

Iš (2.388) matome: kai BB stiprinimo pakopos įėjime U_{in} veikia pastoviojo signalo $U_{\text{in}=}$ įtampos šaltinis ($R_{\text{i}} = 0$) ir tranzistoriaus $\beta_{\text{o}} >> 1$, didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_{E} varža. Čia pasakysime, kad į rezistoriaus R_{E} varžos vertę įeina ir įėjimo U_{in} neidealaus signalo $U_{\text{in}=}$ įtampos šaltinio vidaus varža $R_{\text{i}} > 0$, kuri yra įjungta nuosekliai varžai R_{E}. Kai varža $R_{\text{i}} >> R_{\text{EB b}}$, tai įėjimo U_{in} signalo $U_{\text{in}=}$ šaltinis atitinka pastoviosios srovės šaltinį $I_{\text{in}=}$, ir todėl tradicinė įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{\text{U b}}$ apibrėžtis (2.388) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} pastoviosios srovės $I_{\text{in}=}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{\text{I b}}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.109)), BB stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{\text{I b}} = I_{\text{iš}=}/I_{\text{in}=} = I_{\text{K}=}/I_{\text{E}=} = \alpha_{\text{o}}. \quad (2.389)$$

Akivaizdu, kad BB stiprinimo pakopoje su signalo $I_{\text{in}=}$ srovės šaltiniu įėjime U_{in} rezistoriaus R_{E} varža koeficientui $K^*_{\text{I b}}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_{E} varža nesukuria neigiamojo grįžtamojo ryšio srovės $\boldsymbol{I}_{\text{E}}$ vertei. O rezistorių $R_1 \| R_2$ atstojamosios varžos R_{B} įtaka BB stiprinimo pakopos veikai su pastoviuoju signalu $I_{\text{in}=}$ įėjime U_{in} yra dvejopo pobūdžio. Tai pasireiškia tuo, kad esant $I_{\text{in}=} = I_{\text{E}=} = \text{const}$ ir didėjant varžai R_{B}, joje atsirandanti vis didesnė pastovioji įtampa $U_{\text{RB}=} = -I_{\text{B}=} \cdot R_{\text{B}}$ mažina įtampą $U_{\text{EB}=}$, ir tai galima traktuoti kaip neigiamą grįžtamąjį ryšį šios įtampos atžvilgiu. Tačiau pastovioji įtampa $U_{\text{RB}=}$ kartu veikia ir kolektorinę p–n sandūrą – įtampa $U_{\text{RB}=}$ didina atgalinę įtampą $U_{\text{KB}=} = \mathcal{E}_{\text{KB}} + U_{\text{RB}=}$, ir dėl to didėja koeficientas $K^*_{\text{I b}} \cong \alpha_{\text{o}}$ (pirmoji d.– 1.75 pav.), o kartu didėja $I_{\text{K}=}$ ir mažėja $I_{\text{B}=}$, nes yra išlaikomas žinomas sąryšis (pirmoji d.– 1.108): $I_{\text{E}=} = I_{\text{K}=} + I_{\text{B}=} \equiv \text{const}$. Taigi, matome, jog tranzistoriaus T veikos tašką ($I_{\text{K o}}$, $U_{\text{KB O}}$} nustatančių rezistorių $R_1 \| R_2$

atstojamosios varžos $R_{\rm B}$ įtakos pobūdis BB stiprinimo pakopos veikai pastoviuoju signalu $I_{\rm in\,=}$ yra panašus į teigiamąjį grįžtamąjį ryšį – varžai $R_{\rm B}$ didėjant, srovės $I_{\rm in\,=}$ perdavimo koeficientas $K^{*}_{\rm I\,b}$ taip pat didėja, ir, kai $R_{\rm B} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^{*}_{\rm I\,b} \Rightarrow 1$. Tačiau čia reikia pasakyti, kad ir šiuo atveju BB stiprinimo pakopoje su signalo $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ srovės šaltiniu įėjime $U_{\rm in}$, dėl aplinkos temperatūros $T_{\rm apl}$ pokyčio $\pm\,\Delta T_{\rm apl}$, tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungtų rezistorių $R_1 \| R_2$ atstojamojoje varžoje $R_{\rm B}$ atsirandantis bazės B pastoviosios įtampos $U_{\rm B\,o}$ pokytis $\mu\,\Delta U_{\rm B\,o}$ yra su priešingu ženklu. Todėl išorinio poveikio $\pm\Delta T_{\rm apl}$ atžvilgiu ir šiuo atveju turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį pastoviajam poveikio signalui $I_{\rm in\,=}$, ir tai lemia didesnį tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\rm EB\,o}, I_{\rm E\,o}\}$ stabilumą išoriniams poveikiams.

BB stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.115 pav.) įėjimo $U_{\rm in}$ kintamosios įtampos $U_{\rm in\sim}$ stiprinimo koeficientas $K^{*}_{\rm u\,b}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.136)), yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K^{*}_{\rm u\,b} &= \partial U_{\rm iš\sim}/\partial U_{\rm in\sim} = \partial U_{\rm iš\sim}/(\partial U_{\rm R_E\sim} + \partial U_{\rm EB\sim} + \partial U_{\rm R_B\sim}) = \\ &= (\partial U_{\rm iš\sim}/\partial U_{\rm EB\sim})/[1 + (\partial U_{\rm R_E\sim} + \partial U_{\rm R_B\sim})/\partial U_{\rm EB\sim}] = \\ &= K_{\rm u\,b}/[1 + (\partial I_{\rm E\sim}\cdot R_{\rm E} + \partial I_{\rm B\sim}\cdot R_{\rm B})/\partial U_{\rm EB\sim}] = \\ &= K_{\rm u\,b}/[1 + (\partial I_{\rm E\sim}/\partial U_{\rm EB\sim})\cdot(R_{\rm E} + \alpha\cdot R_{\rm B}/\beta)] = \\ &= K_{\rm u\,b}/\{1 + [R_{\rm E} + R_{\rm B}/(1+\beta)]/r_{\rm EB\,b}\}, \end{aligned} \qquad (2.390)$$

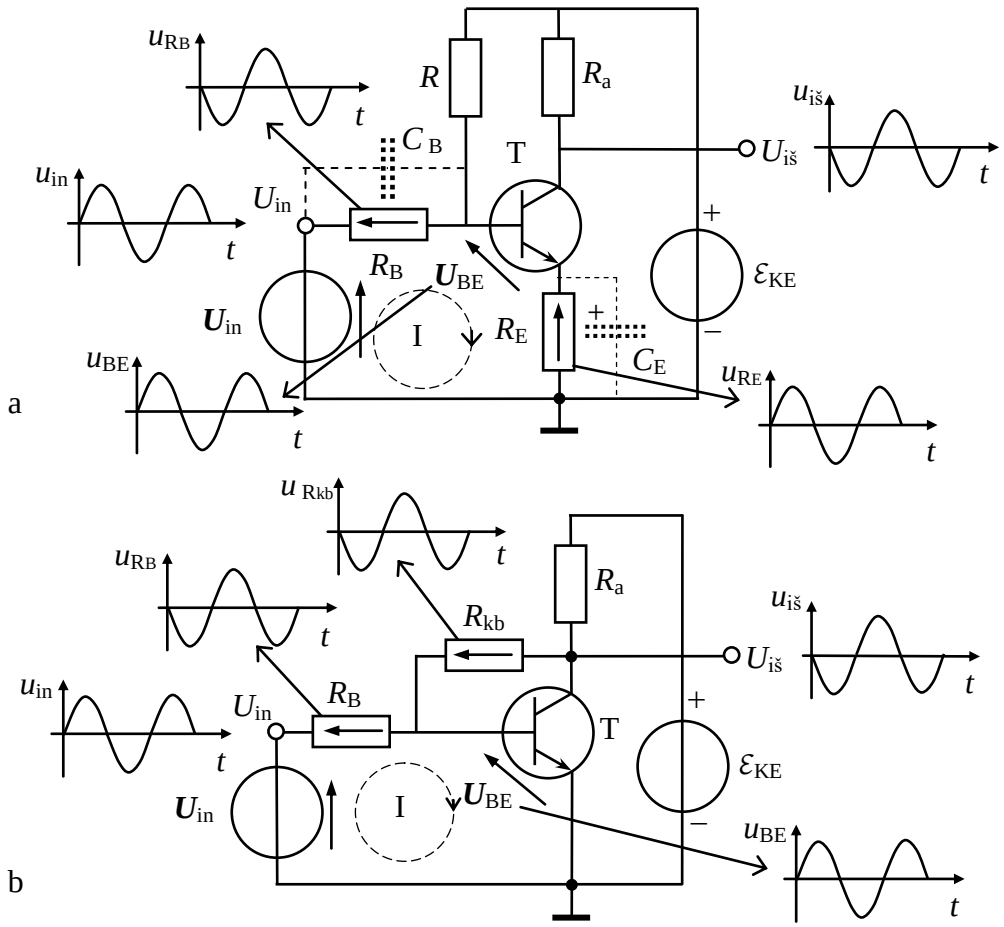
čia išvesdami pasinaudojome žinomomis išraiškomis – pirmoji d.– (1.124), (1.126) ir (1.149).

Iš (2.390) matome: BB stiprinimo pakopoje su įėjime $U_{\rm in}$ veikiančiu kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ įtampos šaltiniu ($R_{\rm i} = 0$), kai tranzistoriaus $\beta >> 1$, didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus $R_{\rm E}$ varža. Kai šaltinio $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ vidaus varža $R_{\rm i} >> r_{\rm EB\,b}$, įėjimo $U_{\rm in}$ kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ šaltinis atitinka srovės $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ šaltinį, todėl įėjimo $U_{\rm in}$ tradicinė kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ stiprinimo koeficiento $K^{*}_{\rm u\,b}$ apibrėžtis (2.390) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo $U_{\rm in}$ kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^{*}_{\rm i\,b}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.126)), BB stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$K^{*}_{\rm i\,b} = \partial I_{\rm iš\sim}/\partial I_{\rm in\sim} = \partial I_{\rm K\sim}/\partial I_{\rm E\sim} \cong \alpha. \qquad (2.391)$$

Akivaizdu, jog BB stiprinimo pakopoje su įėjime $U_{\rm in}$ įjungtu kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ srovės šaltiniu ($R_{\rm i} = \infty$) rezistoriaus $R_{\rm E}$ varža koeficientui $K^{*}_{\rm i\,b}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus $R_{\rm E}$ varža nedaro įtakos srovės $\boldsymbol{I}_{\rm E}$ vertei – $\boldsymbol{I}_{\rm E} \equiv \boldsymbol{I}_{\rm in}$. Čia pasakysime, kad kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ srovės šaltinio atveju tranzistoriaus T veikos tašką $(I_{\rm K\,o}, U_{\rm KB\,o}\}$ nustatančių rezistorių $R_1 \| R_2$ atstojamosios varžos $R_{\rm B}$ įtaka BB stiprinimo pakopos veikai yra kitokio pobūdžio. Tai pasireiškia tuo, kad, esant $\boldsymbol{I}_{\rm in} = \boldsymbol{I}_{\rm E} = {\rm const}$ ir didėjant varžai $R_{\rm B}$, joje atsirandanti vis didesnė įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm R_B} = \boldsymbol{I}_{\rm B}\cdot R_{\rm B}$ mažina įtampą $\boldsymbol{U}_{\rm EB}$, ir tai galima traktuoti kaip neigiamąjį grįžtamąjį ryšį šios įtampos atžvilgiu. Mažėjanti įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm EB}$ lemia bazės B srovės $\boldsymbol{I}_{\rm B}$ mažėjimą ir kartu kolektoriaus K srovės $\boldsymbol{I}_{\rm K}$ didėjimą, nes yra išlaikomas žinomas sąryšis (1.108): $\boldsymbol{I}_{\rm E} = \boldsymbol{I}_{\rm K} + \boldsymbol{I}_{\rm B} \equiv {\rm const}$. Taigi, iš čia darome išvadą: didėjant varžai $R_{\rm B}$, didėja koeficientas $K^{*}_{\rm i\,b}$ (2.391), ir tai rodo varžos $R_{\rm B}$ įtakos pobūdį BB stiprinimo pakopos veikai kintamuoju signalu $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ – šis pobūdis yra panašus į teigiamąjį grįžtamąjį ryšį. Kai varža $R_{\rm B} \Rightarrow \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^{*}_{\rm i\,b} \Rightarrow 1$. Tačiau čia reikia pasakyti, kad visais BB stiprinimo pakopos valdymo atvejais koeficientai $K^{*}_{\rm I\,b}$ ir $K^{*}_{\rm i\,b}$ yra artimi vienetui: $K^{*}_{\rm I\,b} \cong K^{*}_{\rm i\,b} \cong 1$. Todėl didėjančios varžos $R_{\rm B}$ teigiama įtaka koeficientams $K^{*}_{\rm I\,b}$ ir $K^{*}_{\rm i\,b}$ yra nedidelė, o didėjančios varžos $R_{\rm B}$ neigiama įtaka fizikinių procesų spartai bazėje (pirmoji d.– (1.244)) yra esminė, nes, didėjant varžai $R_{\rm B}$, BB schemoje įjungto tranzistoriaus T ribinis dažnis $\omega_\alpha \Rightarrow \omega_\beta < \omega_\alpha$ (pirmoji d.– (1.251), 1.83 pav.). Todėl dažniausiai BB schemoje varža $R_{\rm B}$ yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C \geq 5\ \mu{\rm F}$ (2.115 pav.).

Grįžtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje yra parodyti 2.116 pav.



2.116 pav. Grįžtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje

Iš 2.116 pav., a, matome: BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį – antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11):

$$\boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RB} - \boldsymbol{U}_{BE} - \boldsymbol{U}_{RE} = 0, \qquad (2.392)$$

čia: $\boldsymbol{U}_{RB} = \boldsymbol{I}_{in} \cdot R_B = (\boldsymbol{I}_B + \boldsymbol{I}_R) \cdot R_B$, čia $\boldsymbol{I}_R$ – kintamoji srovė varžoje R; $\boldsymbol{U}_{RE} = \boldsymbol{I}_E \cdot R_E$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamuose schemos rezistorių elementuose, kai atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo atžvilgiu laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose (2.116 pav., a).

Iš (2.392) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{BE}$, esančios tarp tranzistoriaus T bazės B ir emiterio E, išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{BE} = \boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RB} - \boldsymbol{U}_{RE}. \qquad (2.393)$$

Iš (2.393) matome: įtampų $\boldsymbol{U}_{RB}$ ir $\boldsymbol{U}_{RE}$ atitinkamuose rezistoriuose R_B ir R_E fazės φ_{RB} ir φ_{RE} yra vienodos ir kartu priešingos įėjimo U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazės φ_{in} atžvilgiu. Tai atitinka du neigiamuosius grįžtamuosius ryšius.

BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., a) tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungto veikos tašką $\{U_{EB\,o}, I_{B\,o}\}$ nustatančio rezistorinio įtampos daliklio $R \| R_B$ varža $R^*_B = R \cdot R_B / (R + R_B)$ turi įtakos fizikinių procesų spartai bazėje (pirmoji d.– (1.244)), nes, mažėjant varžai R^*_B, BE schemoje įjungto tranzistoriaus T ribinis dažnis $\omega_\beta \Rightarrow \omega_\alpha > \omega_\beta$ (pirmoji d.– (1.251), 1.83 pav.). Todėl yra stengiamasi išlaikyti sąlygą: $R_B << R$, arba įtampos daliklio $R \| R_B$ varža R^*_B yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_B \geq 5$ μF, tai 2.116 pav., a, parodyta brūkšninėmis tiesėmis. Šiuo atveju kintamajam signalui $\boldsymbol{U}_{in}$ bazė B yra „įžeminta“ per įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampos šaltinį ir nebėra neigiamojo grįžtamojo ryšio. O įėjime U_{in} pastoviajam signalui $U_{in\,=}$ varža R_B sudaro neigiamąjį

grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos padidėja BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in e}} \cong$ $\cong R_{\text{in e}} + R_{\text{B}}$.

Akivaizdu, kad BE pakopos įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in e}}$ padidėja ir dėl emiterio E grandinėje įjungto rezistoriaus R_{E} varžos, kuri sukuria papildomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį (2.393). O štai rezistoriaus R varža mažina įėjimo U_{in} varžą $R^*_{\text{in e}}$. Todėl 2.116 pav., a, parodytos BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti:

$$R^*_{\text{in e}} = U_{\text{in}=}/I_{\text{in}=} = (U_{\text{RB}} + U_{\text{BE}} + U_{\text{RE}})/I_{\text{in}=} =$$

$$= R_{\text{B}} + (U_{\text{BE}} + U_{\text{RE}})/(I_{\text{B}=} + I_{\text{R}=}) = R_{\text{B}} + (R_{\text{BE e}} + I_{\text{E}}\cdot R_{\text{E}}/I_{\text{B}})/(1 + I_{\text{R}=}/I_{\text{B}=}) =$$

$$= R_{\text{B}} + [R_{\text{BE e}} + (1 + \beta_{\text{o}})\cdot R_{\text{E}}]/(1 + I_{\text{R}=}/I_{\text{B}=}) =$$

$$= R_{\text{B}} + [R_{\text{BE e}} + (1 + \beta_{\text{o}})\cdot R_{\text{E}}]/(1 + R^*_{\text{BE e}}/R), \qquad (2.394)$$

čia srovių santykis $I_{\text{R}=}/I_{\text{B}=}$ yra pakeistas joms atvirkščiai proporcingų atitinkamų varžų santykiu $R^*_{\text{BE e}}/R$.

BE schemos įėjimo U_{in} varžą $R^*_{\text{BE e}}$ pastoviajai srovei, kai emiteris E yra „įžemintas“ per rezistorių R_{E}, surandame analogiškai:

$$R^*_{\text{BE e}} = U_{\text{in}=}/I_{\text{in}=} = (U_{\text{BE}} + U_{\text{RE}})/I_{\text{B}=} = R_{\text{BE e}} + I_{\text{E}}\cdot R_{\text{E}}/I_{\text{B}} =$$

$$= R_{\text{BE e}} + (1 + \beta_{\text{o}})\cdot R_{\text{E}}. \qquad (2.395)$$

Iš (2.394) ir (2.395) gauname:

$$R^*_{\text{in e}} = R_{\text{B}} + R^*_{\text{BE e}}\cdot R/(R^*_{\text{BE e}} + R), \qquad (2.396)$$

ir iš čia matome, jog turime varžų $R^*_{\text{BE e}}$ ir R lygiagretų jungimą, kurių atstojamoji varža yra nuosekliai sujungta su rezistoriumi R_{B} (2.116 pav., a).

Rezistorių R_{B} ir R_{E} varžų sudaryti neigiamieji grįžtamieji ryšiai veikia BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., a) įėjimo U_{in} diferencialinę varžą $r^*_{\text{in e}}$ įėjimo U_{in} kintamajam signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, dėl to varža $r^*_{\text{in e}}$ dar labiau padidėja ir, analogiškai (2.262) bei (2.396), galima parašyti:

$$r^*_{\text{in e}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = R_{\text{B}} + r^*_{\text{BE e}}\cdot R/(r^*_{\text{BE e}} + R), \qquad (2.397)$$

čia: $r^*_{\text{BE e}}$ – BE schemos įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ diferencialinė varžą, kai emiteris E yra „įžemintas“ per rezistorių R_{E}, o $r^*_{\text{BE e}}$ surandame analogiškai (2.395):

$$r^*_{\text{BE e}} = r_{\text{BE e}} + (1 + \beta)\cdot R_{\text{E}}. \qquad (2.398)$$

BE stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav., a) įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficientas $K^*_{\text{U e}}$ analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.160)) įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašomas taip:

$$K^*_{\text{U e}} = U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = U_{\text{iš}=}/(U_{\text{RB}=} + U_{\text{BE}=} + U_{\text{RE}=}) =$$

$$= (U_{\text{iš}=}/U_{\text{BE}=})/[1 + (U_{\text{RB}=} + U_{\text{RE}=})/U_{\text{BE}=}] = K_{\text{U e}}/[1 + (I_{\text{in}=}\cdot R_{\text{B}} + I_{\text{E}=}\cdot R_{\text{E}})/U_{\text{BE}=}] =$$

$$= K_{\text{U e}}/\{1 + [(I_{\text{B}=} + I_{\text{R}=})\cdot R_{\text{B}} + (1 + \beta_{\text{o}})\cdot I_{\text{B}=}\cdot R_{\text{E}}]/U_{\text{BE}=}\} =$$

$$= K_{\text{U e}}/[1 + (R_{\text{B}}/R_{\text{BE e}})\cdot(1 + R^*_{\text{BE e}}/R) + (1 + \beta_{\text{o}})\cdot(R_{\text{E}}/R_{\text{BE e}})], \qquad (2.399)$$

čia išvedant srovė $I_{\text{R}=}$ rezistoriuje R yra pakeista išraiška $I_{\text{R}=} = I_{\text{B}=}\cdot R^*_{\text{BE e}}/R$ ir pasinaudota žinomomis išraiškomis iš pirmosios d.– (1.107), (1.108) ir (1.147).

Čia ir toliau pastoviųjų srovių sandai yra susiję tik su įėjime U_{in} veikiančios pastoviosios įtampos $|U_{\text{in}=}| \geq 0$ poveikiu.

Iš (2.399) matome: BE stiprinimo pakopoje su įėjime U_{in} įjungtu pastoviojo signalo $U_{\text{in}=}$ įtampos šaltiniu ($R_{\text{i}} = 0$) ir $\beta_{\text{o}} >> 1$ didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_{E} varža. Čia reikia pasakyti, kad, esant $R_{\text{B}} > 0$, koeficientas $K^*_{\text{U e}}$ priklauso ir nuo

rezistoriaus R varžos, o būtent, kai $R \Rightarrow 0$, koeficientas $K^*_{U\,e} \Rightarrow 0$, nes šiuo atveju turime trumpąjį jungimą tranzistoriaus T bazės B grandinėje (2.116 pav., a). Kita vertus, į rezistoriaus R_B varžos vertę įeina ir įėjime U_{in} veikiančio signalo $U_{in=}$ įtampos šaltinio vidaus varža $R_i > 0$, kuri yra nuosekliai sujungta su varža R_B. Kai $R_i >> R^*_{BE\,e}$, įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis atitinka pastoviosios srovės šaltinį $I_{in=}$, ir todėl tradicinė įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{in=}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{U\,e}$ apibrėžtis (2.399) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} pastoviosios srovės $I_{in=}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{I\,e}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.107)), BE stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, kurį lemia rezistorius R_E, yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{I\,e} = I_{iš=}/I_{in=} = I_{K=}/(I_{B=} + I_{R=}) = (I_{K=}/I_{B=})/(1 + I_{R=}/I_{B=}) =$$
$$= \beta_o/(1 + R^*_{BE\,e}/R) = \beta_o/\{1 + [R_{BE\,e} + (1 + \beta_o)\cdot R_E]/R\}. \quad (2.400)$$

Akivaizdu, jog BE stiprinimo pakopoje su įėjime U_{in} įjungtu signalo $I_{in=}$ srovės šaltiniu ($R_i = \infty$) rezistoriaus R_B varža koeficientui $K^*_{I\,e}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_B varža nesukuria neigiamojo grįžtamojo ryšio ir todėl neturi įtakos srovės $\boldsymbol{I}_B$ vertei. Kai $\beta_o >> 1$, rezistoriaus R_E varžos įtaka BE stiprinimo pakopos veikai su įėjime U_{in} įjungtu signalo $I_{in=}$ srovės šaltiniu ir šiuo atveju išlieka esminė – turime stiprų neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kuris, kad ir kokio tipo būtų įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ ar $\boldsymbol{I}_{in}$ šaltinis, atitinka srovės ir įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav., c). Dažnai šis neigiamasis grįžtamasis ryšys, lemiamas rezistoriaus R_E varžos, BE stiprinimo pakopoje yra vadinamas *srovės grįžtamuoju ryšiu*.

BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., a) su įėjime U_{in} įjungtu signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ arba srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ šaltiniu dėl aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčio $\pm\,\Delta T_{apl}$ tranzistoriaus T bazės ir emiterio grandinėje įjungtų rezistorių R_B ir R_E varžose atsirandantis bazės B pastoviosios įtampos $U_{BE\,o}$ pokytis $\Delta U_{B\,o}$ yra su priešingu ženklu $-\,\mp\,\Delta U_{B\,o}$. Todėl išorinio poveikio $\pm\,\Delta T_{apl}$ atžvilgiu ir šiuo atveju turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį pastoviajam signalui $U_{in=}$, ir tai sąlygoja tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{BE\,o},\ I_{B\,o}\}$ didesnį stabilumą esant išoriniams poveikiams.

BE stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav., a) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $U_{in\sim}$ stiprinimo koeficientas $K^*_{u\,e}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.161)), įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašomas taip:

$$K^*_{u\,e} = \partial U_{iš\sim}/\partial U_{in\sim} = \partial U_{iš\sim}/(\partial U_{RB\sim} + \partial U_{BE\sim} + \partial U_{RE\sim}) =$$
$$= (\partial U_{iš\sim}/\partial U_{BE\sim})/[1 + (\partial U_{RB\sim} + \partial U_{RE\sim})/\partial U_{BE\sim}] =$$
$$= K_{u\,e}/[1 + (\partial I_{in\sim}\cdot R_B + \partial I_{E\sim}\cdot R_E)/\partial U_{BE\sim}] =$$
$$= K_{u\,e}/\{1 + [(\partial I_{B=} + \partial I_{R=})\cdot R_B + (1 + \beta)\cdot\partial I_{B\sim}\cdot R_E]/\partial U_{BE\sim}\} =$$
$$= K_{u\,e}/[1 + (R_B/r_{BE\,e})\cdot(1 + r^*_{BE\,e}/R) + (1 + \beta)\cdot(R_E/r_{BE\,e})], \quad (2.401)$$

čia išvesdami pasinaudojome žinomomis išraiškomis – pirmoji d.– (1.147) ir (1.149).

Iš (2.401) matome: BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., a) su įėjimo U_{in} kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampos šaltiniu ($R_i = 0$), kai $\beta >> 1$, didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_E varža. Kai įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio vidaus varža $R_i >> r^*_{BE\,e}$, įėjimo U_{in} kintamojo signalo šaltinis $\boldsymbol{U}_{in}$ atitinka srovės šaltinį $\boldsymbol{I}_{in}$, todėl tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{u\,e}$ apibrėžtis (2.401) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{i\,e}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.149)), BE stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, nulemtu rezistoriaus R_E varžos, yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{i\,e} = \partial I_{iš\sim}/\partial I_{in\sim} = \partial I_{K\sim}/(\partial I_{B\sim} + \partial I_{R\sim}) = (\partial I_{K\sim}/\partial I_{B\sim})\cdot(1 + \partial I_{R\sim}/\partial I_{B\sim}) =$$
$$= \beta/(1 + r^*_{BE\,e}/R) = \beta/\{1 + [r_{BE\,e} + (1 + \beta)\cdot R_E]/R\}. \quad (2.402)$$

Akivaizdu, kad BE stiprinimo pakopoje su įėjimo U_{in} kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ srovės šaltiniu rezistoriaus R_{B} varža koeficientui $K^{*}{}_{\text{i e}}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_{B} varža nekeičia srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ vertės: $\boldsymbol{I}_{\text{B}} = \boldsymbol{I}_{\text{in}} - \boldsymbol{I}_{\text{R}}$ (2.116 pav., a). Iš čia matome: srovė $\boldsymbol{I}_{\text{B}}$ priklauso nuo srovės $\boldsymbol{I}_{\text{R}}$ rezistoriuje R, ir tai yra įskaityta išraiškoje (2.402). Kai BE stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra įjungtas skiriamasis kondensatorius $C > 0$ (2.69 pav., b, ir 2.72 pav., b), turime tik kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprintuvą, kuriame rezistoriaus R varža yra lygi tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KE o}}\}$ nustatančių rezistorių $R_1 \| R_2$ atstojamajai varžai $R_{1\|2} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \equiv R$ (2.69 pav., b), arba varžai $R_{\text{I B}} \equiv R$ (2.72 pav., b). Dažnai stiprinimo pakopą su įėjimo U_{in} grandine tik kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo atveju stengiamasi turėti su kuo didesniu atitinkamai $K^{*}{}_{\text{u e}}$ arba $K^{*}{}_{\text{i e}}$. Todėl BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., a) varža R_{E} yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_{\text{E}} \geq 5$ μF, ir dėl to kintamajam signalui $U_{\text{in}\sim}$ (arba (ir) $I_{\text{in}\sim}$) emiteris E yra „įžemintas“ – nebėra neigiamojo grįžtamojo ryšio emiterio E grandinėje (išraiškose (2.401) ir (2.402) tai atitinka $R_{\text{E}} = 0$). Tai parodyta 2.116 pav., a, brūkšninėmis tiesėmis. Tačiau pastoviajai srovei $I_{\text{in}=}$ varža $R_{\text{E}} > 0$ sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos išlieka padidėjęs BE stiprinimo pakopos tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ stabilumas esant išoriniams poveikiams.

Kai BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., a) varža R_{E} yra pakankamai didelė – $R_{\text{E}} >> >> R_{\text{BE e}}$, galioja sąlyga: $\partial U_{\text{RE}\sim} >> \partial U_{\text{BE}\sim}$, ir todėl išraiškoje (2.401) galima atmesti įtampą $\partial U_{\text{BE}\sim}$ ir, esant sąlygai: $R_{\text{B}} = 0$, kai $R_{\text{i}} \neq 0$, parašome:

$$K^{*}{}_{\text{u e}} = \partial U_{\text{iš}\sim} / \partial U_{\text{in}\sim} \cong R_{\text{a}} \cdot \partial I_{\text{K}\sim} / \partial U_{\text{RE}\sim} = (R_{\text{a}} \cdot \partial I_{\text{K}\sim}) / (R_{\text{E}} \cdot \partial I_{\text{E}\sim}) =$$

$$\cong \alpha \cdot R_{\text{a}} / R_{\text{E}} \approx R_{\text{a}} / R_{\text{E}}. \qquad (2.403)$$

Iš (2.403) matome: BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., a), kuriai būdingas stiprus neigiamasis grįžtamasis ryšys emiterio E grandinėje, kai $R_{\text{E}} >> r_{\text{BE e}} / (1 + \beta)$ ir todėl $\Upsilon_{\text{u o}} \Rightarrow 1$, įtampos $U_{\text{in}\sim}$ diferencialinis stiprinimo koeficientas $K^{*}{}_{\text{u e}}$ priklauso nuo varžų santykio ($R_{\text{a}} / R_{\text{E}}$) ir beveik nepriklauso nuo tranzistoriaus T parametrų, nes dažniausiai skirtingų tranzistorių emiterio E srovės $\boldsymbol{I}_{\text{E}}$ diferencialinis perdavimo koeficientas $\boldsymbol{\alpha}$ skiriasi nedaug, pavyzdžiui, $\alpha_1 = 0{,}98 \rightarrow \beta_1 = 49$ ir $\alpha_2 = 0{,}99 \rightarrow \beta_2 = 99$ (pirmoji d.– (1.110)).

Iš 2.116 pav., b, parodytos BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės matome: tranzistoriaus T veikos taškas $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ yra nustatomas rezistoriniu įtampos dalikliu $R_{\text{kb}} \| R_{\text{B}}$, čia į R_{B} vertę taip pat yra įskaitoma įtampos šaltinio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vidaus varža $R_{\text{i}} > 0$. Šiuo atveju esminis skirtumas nuo anksčiau išnagrinėtos schemos (2.116 pav., a) yra tas, kad rezistorinis įtampos daliklis $R_{\text{kb}} \| R_{\text{B}}$ yra prijungtas prie tranzistoriaus T kolektoriaus K betarpiškai – tiesiogiai, ir todėl bazės B įtampa $U_{\text{BE o}}$ priklauso nuo pastoviosios įtampos $U_{\text{KE o}}$. Taigi, turime grįžtamąjį ryšį, kurio tipą nustatysime tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ stabilumo, esant išoriniams poveikiams, pavyzdžiui, aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm\Delta T_{\text{apl}}$. Pasikeitus aplinkos temperatūrai T_{apl} dydžiu $\pm\Delta T_{\text{apl}}$, pastovioji įtampa $U_{\text{BE o}}$ pasikeičia dydžiu μ $\Delta U_{\text{EB o}}$, kai bazės B pastovioji srovė $I_{\text{B o}} = \text{const}$, arba pastovioji srovė $I_{\text{B o}}$ pasikeičia dydžiu $\pm\ \Delta I_{\text{B o}}$, kai bazės B pastovioji įtampa $U_{\text{BE o}} = \text{const}$. Kai BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., b) įėjime U_{in} veikia signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įtampos šaltinis ($R_{\text{i}} = 0$), aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu $+\Delta T_{\text{apl}}$, bazės B pastovioji srovė $I_{\text{B o}}$ taip pat padidėja dydžiu $+\ \Delta I_{\text{B o}}$ ir atitinkamai padidėja kolektoriaus K pastovioji srovė $I_{\text{K o}}$ dydžiu $+\ \Delta I_{\text{K o}} = \beta_{\text{o}} \cdot \Delta I_{\text{B o}}$. Iš čia matome: tranzistorius T yra „pradaromas“ ir todėl padidėja įtampa ($U_{\text{Ra}} + \Delta U_{\text{Ra o}}$) apkrovos rezistoriuje R_{a} ir kartu kolektoriaus K pastovioji įtampa $U_{\text{KE o}}$ sumažėja dydžiu $-\Delta U_{\text{KE o}} = -\Delta I_{\text{K o}} \cdot R_{\text{a}}$, čia $\Delta U_{\text{KE o}} = -\Delta U_{\text{Ra o}}$. Todėl dėl rezistorinio įtampos daliklio $R_{\text{kb}} \| R_{\text{B}}$ įtakos sumažėja bazės ir emiterio įtampa U_{BE} ir tranzistorius T yra „pridaromas“ – pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys. Taigi parodėme, jog pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ varžos R_{kb} sudarytas neigiamasis grįžtamasis ryšys lemia tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ padidėjusį stabilumą, esant išoriniams poveikiams. Šis neigiamasis grįžtamasis ryšys BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., b) atitinka įtampos grįžtamąjį ryšį (2.111 pav., a) ir todėl yra vadinamas *įtampos grįžtamuoju ryšiu*.

Kai BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., b) įėjime U_{in} veikia signalas $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ iš srovės šaltinio ($R_{\text{i}} = \infty$), turime anksčiau aptartą atvejį, kai $I_{\text{B o}} = \text{const}$. Aplinkos temperatūrai T_{apl} padidėjus dydžiu $+\Delta T_{\text{apl}}$, bazės B pastovioji įtampa $U_{\text{BE o}}$ sumažėja dydžiu $-\Delta U_{\text{BE o}}$ ir atitinkamai sumažėja kolektoriaus K pastovioji srovė $I_{\text{K o}}$ dydžiu $-\Delta I_{\text{K o}} = -S_{\text{e}}\cdot\Delta U_{\text{BE o}}$. Iš čia matome: tranzistorius T yra „pridaromas“ ir todėl sumažėja įtampa ($U_{\text{Ra}} - \Delta U_{\text{Ra o}}$) rezistoriuje R_{a} ir kartu kolektoriaus K pastovioji įtampa $U_{\text{KE o}}$ padidėja dydžiu $+\Delta U_{\text{KE o}} = \Delta I_{\text{K o}}\cdot R_{\text{a}}$, čia $\Delta U_{\text{KE o}} = -\Delta U_{\text{Ra o}}$. Todėl dėl rezistorinio įtampos daliklio $R_{\text{kb}}\|R_{\text{B}}$ įtakos padidėja bazės ir emiterio įtampa $U_{\text{BE o}}$ ir kartu tranzistorius T yra „pradaromas“. Iš čia matome, jog pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ ir šiuo atveju veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys.

Iš 2.116 pav., b, parodytos BE stiprinimo pakopos grandinės matome: nuosekliai sujungtų rezistorių R ir R_{a} varžos šuntuoja tranzistoriaus T bazės B įėjimo U_{in} grandinę, o apkrovos rezistorius R_{a} yra lygiagrečiai sujungtas su tranzistoriaus T išėjimo varža $R_{\text{KE e}}$ (pirmoji d.– (1.155)). Taigi, šiuo atveju BE stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in e}}$ pastoviajai srovei $I_{\text{in}=}$ yra išreiškiama taip:

$$R^*_{\text{in e}} = U_{\text{in}=}/I_{\text{in}=} = R_{\text{B}} + [(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})\cdot R_{\text{BE e}}]/(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}} + R_{\text{BE e}}). \quad (2.404)$$

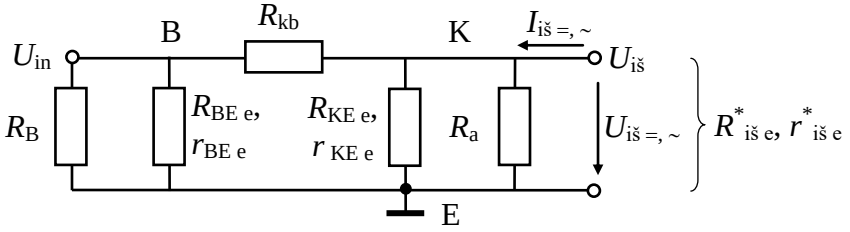
Analogiškai randame BE stiprinimo pakopos su neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_{kb} (2.116 pav., b) įėjimo U_{in} diferencialinę varžą $r^*_{\text{in e}}$:

$$r^*_{\text{in e}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = R_{\text{B}} + [(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}})\cdot r_{\text{BE e}}]/(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}} + r_{\text{BE e}}) \cong$$

$$\cong R_{\text{B}} + [(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}})\cdot r_{\text{BE e}}]/(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}} + r_{\text{BE e}}), \quad (2.405)$$

čia apytikslė išraiška yra parašyta esant sąlygai: $R_{\text{a}} << r_{\text{KE e}}$ – tranzistoriaus T išėjimo diferencialinė varža BE pakopoje (pirmoji d.– (1.152)).

2.116 pav., b, parodytos BE stiprinimo pakopos atveju išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža $R^*_{\text{iš e}}$ pastoviajai srovei $I_{\text{iš}=}$ ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinė varža $r^*_{\text{iš e}}$ kintamajai srovei $I_{\text{iš}\sim}$ skiriasi nuo anksčiau gautų atitinkamų išraiškų (2.272) ir (2.273). Iš 2.116 pav., b, parodytos BE stiprinimo pakopos schemos matome: išėjimo $U_{\text{iš}}$ ir įėjimo U_{in} grandinės yra sujungtos tarpusavyje neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_{kb}. Todėl varžų $R^*_{\text{iš e}}$ ir $r^*_{\text{iš e}}$ išraiškas surasime iš BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., b) ekvivalentinės grandinės pastoviajai $I_{\text{iš}=}$ ir kintamajai $I_{\text{iš}\sim}$ srovėms, parodytos 2.117 pav., kurioje poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinio vidaus varža $R_{\text{i}} > 0$ yra įskaitoma į varžos R_{B} vertę.



2.117 pav. BE stiprinimo pakopos, parodytos 2.116 pav., b, ekvivalentinė grandinė pastoviajai $I_{\text{iš}=}$ ir kintamajai $I_{\text{iš}\sim}$ srovėms

2.117 pav. parodytai grandinei galima parašyti:

$$R^*_{\text{iš e}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = [(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})\cdot(R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}\|R_{\text{BE e}})]/(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}} + R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}\|R_{\text{BE e}}) \cong$$

$$\cong [(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})\cdot(R_{\text{kb}} + R_{\text{B}})]/(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}} + R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}), \quad (2.406)$$

$$r^*_{\text{iš e}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = [(R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}})\cdot(R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}\|r_{\text{BE e}})]/(R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}} + R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}\|r_{\text{BE e}}) \cong$$

$$\cong [R_{\text{a}}\cdot(R_{\text{kb}} + R_{\text{B}})]/(R_{\text{a}} + R_{\text{kb}} + R_{\text{B}}), \quad (2.407)$$

čia apytikslės išraiškos yra parašytos esant sąlygoms: $R_{\text{B}} << R_{\text{BE e}}$, $R_{\text{B}} << r_{\text{BE e}}$ ir $R_{\text{a}} << r_{\text{KE e}}$.

Kai varža $R_{\text{B}} >> R^*_{\text{in e}}$ ((2.396), (2.406)) ir $R_{\text{B}} >> r^*_{\text{in e}}$ ((2.397), (2.398), (2.407)),

įėjime U_{in} įjungto signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis atitinka pastoviosios srovės $I_{\text{in}=}$ arba kintamosios srovės $I_{\text{in}\sim}$ šaltinį, ir todėl BE stiprinimo pakopų, parodytų 2.116 pav., įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžų atitinkamose išraiškose nebelieka priklausomybės nuo R_{B}. Šiuo atveju yra laikoma, kad išraiškose (2.396), (2.397), (2.406) ir (2.405) $R_{\text{B}} = 0$, o išraiškos (2.406) ir (2.407) yra parašomos taip:

$$R^{*}_{\text{iš e}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = [(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})\|(R_{\text{kb}} + R_{\text{BE e}})]/(R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}} + R_{\text{kb}} + R_{\text{BE e}}), \quad (2.408)$$

$$r^{*}_{\text{iš e}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = [(R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}})\|(R_{\text{kb}} + r_{\text{BE e}})]/(R_{\text{a}}\|r_{\text{KE e}} + R_{\text{kb}} + r_{\text{BE e}}) \cong$$

$$\cong [R_{\text{a}}\,(R_{\text{kb}} + r_{\text{BE e}})]/(R_{\text{a}} + R_{\text{kb}} + r_{\text{BE e}}), \quad (2.409)$$

čia apytikslė išraiška (2.409) parašyta esant sąlygai: $R_{\text{a}} << r_{\text{KE e}}$.

BE stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav., b) įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficientas $K^{*}_{\text{U e}}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.160)), yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrui I taip:

$$K^{*}_{\text{U e}} = U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = U_{\text{iš}=}/(U_{\text{RB}=} + U_{\text{BE}=}) =$$

$$= (U_{\text{iš}=}/U_{\text{BE}=})/(U_{\text{RB}=}/U_{\text{BE}=} + 1) = K_{\text{U e}}/[1 + (I_{\text{in}=}\cdot R_{\text{B}})/U_{\text{BE}=}] =$$

$$= K_{\text{U e}}/[1 + (I_{\text{B}=} + I_{\text{Rkb}=})\cdot(R_{\text{B}}/U_{\text{BE}=})] =$$

$$= K_{\text{U e}}/\{[1 + R_{\text{B}}\cdot[1/R_{\text{BE e}} + (1 + K_{\text{U e}})/R_{\text{kb}}]\}, \quad (2.410)$$

čia išvedant dėl įėjimo U_{in} įtampos $U_{\text{in}=}$ poveikio rezistoriuje R_{kb} atsiradęs srovės sandas $I_{\text{Rkb}=}$ yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $I_{\text{Rkb}=} = (U_{\text{BE}=} + U_{\text{iš}=})/R_{\text{kb}}$ ir pasinaudota žinomomis išraiškomis (pirmoji d.– (1.147), (1.160)).

Iš (2.410) matome, kad kai $R_{\text{B}} \Rightarrow 0$, o dėl to įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis vis labiau atitinka pastovios įtampos $U_{\text{in}=}$ šaltinį, esant visoms $R_{\text{kb}} > 0$ vertėms, BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., b, išnyksta neigiamasis grįžtamasis ryšys ir koeficientas $K^{*}_{\text{U e}} \Rightarrow K_{\text{U e}}$. BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., a, neigiamasis grįžtamasis ryšys išlieka (2.399). Kita vertus, kai neigiamojo grįžtamojo ryšio varža $R_{\text{kb}} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^{*}_{\text{U e}} \Rightarrow K_{\text{U e}}/(1 + R_{\text{B}}/R_{\text{BE e}})$, o kai varža $R_{\text{kb}} \Rightarrow 0$, koeficientas $K^{*}_{\text{U e}} \Rightarrow 0$ – turime labai stiprų neigiamąjį grįžtamąjį ryšį $\gamma_{\text{u o}} \Rightarrow \infty$ ir įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_{\text{B}} >> R_{\text{BE e}}$, įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis atitinka pastoviosios srovės $I_{\text{in}=}$ šaltinį, ir todėl tradicinė įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficiento $K^{*}_{\text{U e}}$ apibrėžtis (2.410) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} pastoviosios srovės $I_{\text{in}=}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^{*}_{\text{I e}}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.107)), BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., b), kuriai būdingas neigiamasis grįžtamasis ryšys, lemiamas varžos R_{kb}, yra išreiškiamas taip:

$$K^{*}_{\text{I e}} = I_{\text{iš}=}/I_{\text{in}=} = I_{\text{RK}=}/(I_{\text{B}=} + I_{\text{Rkb}=}) = [(I_{\text{K}=} - I_{\text{Rkb}=})/I_{\text{B}=}]/(1 + I_{\text{Rkb}=}/I_{\text{B}=}) =$$

$$= [\beta_{\text{o}} - R_{\text{BE e}}/(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})]/[1 + R_{\text{BE e}}/(R_{\text{kb}} + R_{\text{a}}\|R_{\text{KE e}})], \quad (2.411)$$

ir iš čia matome, kai $R_{\text{kb}} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^{*}_{\text{I e}} \Rightarrow \beta_{\text{o}}$, o kai $R_{\text{kb}} \Rightarrow 0$, koeficientas $K^{*}_{\text{I e}} < \beta_{\text{o}}$.

BE stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.116 pav., b) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $U_{\text{in}\sim}$ diferencialinis stiprinimo koeficientas $K^{*}_{\text{u e}}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.161)), įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašomas taip:

$$K^{*}_{\text{u e}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim} = \partial U_{\text{iš}\sim}/(\partial U_{\text{RB}\sim} + \partial U_{\text{BE}\sim}) =$$

$$= (\partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{BE}\sim})/(1 + \partial U_{\text{RB}\sim}/\partial U_{\text{BE}\sim}) = K_{\text{u e}}/[1 + (\partial I_{\text{in}\sim}\cdot R_{\text{B}})/\partial U_{\text{BE}\sim}] =$$

$$= K_{\text{u e}}/\{1 + [(\partial I_{\text{B}\sim} + \partial I_{\text{Rkb}\sim})\cdot R_{\text{B}}]/\partial U_{\text{BE}\sim}\} =$$

$$= K_{\text{u e}}/\{1 + R_{\text{B}}\cdot[1/r_{\text{BE e}} + (1 + K_{\text{u e}})/R_{\text{kb}}]\}, \quad (2.412)$$

čia išvedant išraišką dėl įėjimo U_{in} įtampos $U_{\text{in}\sim}$ poveikio rezistoriuje R_{kb} atsiradęs srovės

sandas $I_{Rkb\sim}$ yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $I_{Rkb\sim} = (U_{BE\sim} + U_{iš\sim})/R_{kb}$ ir pasinaudota žinomomis išraiškomis (pirmoji d.– (1.147), (1.160)).

Iš (2.412) taip pat matome, kad kai $R_B \Rightarrow 0$, dėl to įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis vis labiau atitinka kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinį, esant visoms $R_{kb} > 0$ vertėms, BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., b, išnyksta neigiamasis grįžtamasis ryšys ir koeficientas $K^*_{u\,e} \Rightarrow K_{u\,e}$. BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., a, neigiamasis grįžtamasis ryšys išlieka (2.401). Kita vertus, kai neigiamojo grįžtamojo ryšio varža $R_{kb} \Rightarrow \infty$, įtampos stiprinimo (perdavimo) koeficientas $K^*_{u\,e} \Rightarrow K_{u\,e}/(1 + R_B/r_{BE\,e})$, o kai varža $R_{kb} \Rightarrow 0$, koeficientas $K^*_{u\,e} \Rightarrow 0$ – turime labai stiprų neigiamąjį grįžtamąjį ryšį $\gamma_{u\,o} \Rightarrow \infty$, ir įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_B >> r_{BE\,e}$, įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis atitinka kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ šaltinį, ir todėl tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{u\,e}$ apibrėžtis (2.414) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{i\,e}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.107)), BE stiprinimo pakopoje (2.116 pav., b) su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiamas taip:

$$\begin{aligned} K^*_{i\,e} &= \partial I_{iš\sim}/\partial I_{in\sim} = \partial I_{Ra\sim}/(\partial I_{B\sim} + \partial I_{Rkb\sim}) = \\ &= [(\partial I_{K\sim} - \partial I_{Rkb\sim})/\partial I_{B\sim}]/(1 + \partial I_{Rkb\sim}/\partial I_{B\sim}) = \\ &= [\beta - r_{BE\,e}/(R_{kb} + R_a \| r_{KE\,e})]/[1 + r_{BE\,e}/(R_{kb} + R_a \| r_{KE\,e})]. \end{aligned} \quad (2.413)$$

ir iš čia matome, kad kai $R_{kb} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^*_{i\,e} \Rightarrow \beta$, o kai $R_{kb} \Rightarrow 0$, koeficientas $K^*_{i\,e} < \beta$.

Iš gautų išraiškų (2.410)–(2.413) matome: BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., b, neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_{kb} varžos vertė turi būti parinkta kompromiso būdu – parenkama R_{kb} vertė neturi būti nei per didelė, nei per maža. Dažniausiai rezistoriaus R_{kb} varža yra parenkama iš sąlygos: $R_{kb} \approx R_a \approx r_{BE\,e}$. Kita vertus, turime pasakyti, jog rezistorius R_{kb} veikia įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{in}$ tiesioginį prasiskverbimą į BE stiprinimo pakopos (2.116 pav., b) išėjimą $U_{iš}$. Kadangi BE schemoje išėjimo $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ arba $\boldsymbol{I}_{iš}$ atitinkamos fazės $\varphi_{iš\,u,\,i}$ yra priešingos įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ arba $\boldsymbol{I}_{in}$ atitinkamoms fazėms $\varphi_{in\,u,\,i} = 180^o + \varphi_{iš\,u,\,i}$, tai ši savybė lemia papildomą išėjimo $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ arba $\boldsymbol{I}_{iš}$ sumažėjimą. Dėl to dažniausiai neigiamasis grįžtamasis ryšys BE stiprinimo pakopoje aukštųjų dažnių $\omega > 2\cdot\pi\cdot 10$ MHz diapazone yra realizuojamas rezistoriumi R_E (2.116 pav., a).

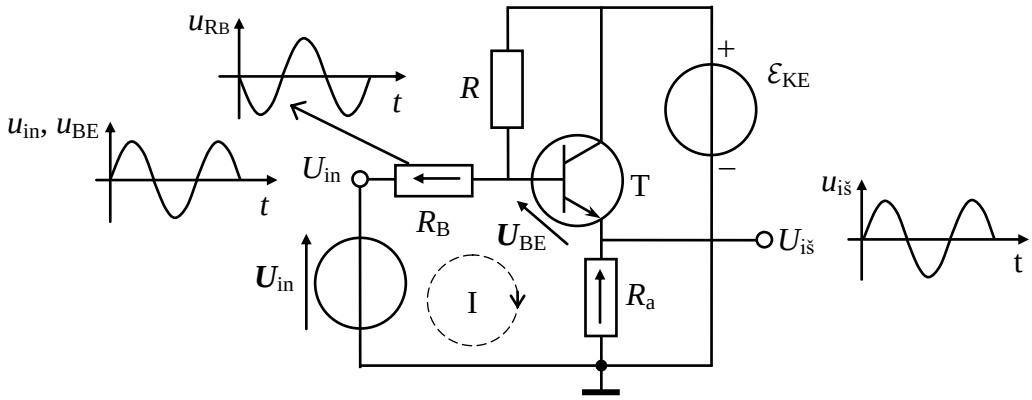
Grįžtamieji ryšiai BK ir EK stiprinimo pakopose yra sudaromi automatiškai, nes šiose schemose išėjimo $U_{iš}$ signalas $\boldsymbol{U}_{iš}$ arba $\boldsymbol{I}_{iš}$ yra įtampa arba (ir) srovė emiterio E grandinėje įjungtame apkrovos rezistoriuje R_a (2.69 pav., c, d; 2.72 pav., c, d; 2.82 pav., a, b). Todėl šiuose stiprinimo pakopose veikia *šimtaprocentinis srovės neigiamasis grįžtamasis ryšys*, o tai ir nulemia šių schemų elektrines savybes bei taikymo ypatybes.

BK ir EK stiprinimo pakopų įėjimo $U_{in} \rightarrow R_{in\,k}$, $r_{in\,k}$ ir išėjimo $U_{iš} \rightarrow R_{iš\,k}$, $r_{iš\,k}$ varžų vertės ir išraiškos pastoviajai ir kintamajai srovėms buvo aptartos ir gautos anksčiau ((2.264), (2.265), (2.274)–(2.276)). Čia papildomai grįžtamojo ryšio požiūriu išnagrinėsime BK ir EK stiprinimo pakopų elektrines savybes be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in} (2.82 pav.). Todėl nagrinėsime EK stiprinimo pakopą, parodytą 2.118 pav., nes jos elektrinės savybės atitinka ir rečiau taikomos BK stiprinimo pakopos elektrines savybes.

Iš 2.118 pav. matome: EK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį – antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11):

$$\boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RB} - \boldsymbol{U}_{BE} - \boldsymbol{U}_a = 0, \quad (2.414)$$

čia: $\boldsymbol{U}_{RB} = \boldsymbol{I}_{in}\cdot R_B = (\boldsymbol{I}_B + \boldsymbol{I}_R)\cdot R_B$, čia $\boldsymbol{I}_R$ – kintamoji srovė varžoje R; $\boldsymbol{U}_a = \boldsymbol{I}_E\cdot R_a$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys yra parodytos rodyklėmis atitinkamuose schemos rezistorių elementuose, ir šių atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo atžvilgiu laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose.



2.118 pav. Grįžtamieji ryšiai EK stiprinimo pakopoje

Iš (2.414) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{BE}$ tarp tranzistoriaus T bazės B ir emiterio E išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{BE} = \boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RB} - \boldsymbol{U}_a, \tag{2.415}$$

ir iš čia matome: įtampų $\boldsymbol{U}_{RB}$ ir $\boldsymbol{U}_a$ atitinkamuose rezistoriuose R_B ir R_a fazės φ_{RB} ir φ_a yra vienodos ir kartu priešingos įėjime U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazei $|\varphi_{in} - \varphi_{RB,\,a}| = 180^o \equiv \pi$ rad, ir todėl turime du neigiamuosius grįžtamuosius ryšius.

Analogiškai BE stiprinimo pakopai (2.116 pav.), EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) tranzistoriaus T bazės B grandinėje įjungto veikos tašką $\{U_{EB\,o}, I_{B\,o}\}$ nustatančio rezistorinio įtampos daliklio $R||R_B$ atstojamoji varža $R^*_B = R\cdot R_B/(R + R_B)$ turi įtakos fizikinių procesų spartai bazėje (pirmoji d.– (1.244)) – mažėjant varžai R^*_B, EK schemoje įjungto tranzistoriaus T ribinis dažnis $\omega_\beta \Rightarrow \omega_\alpha$ (pirmoji d.– (1.251), 1.83 pav.). Todėl dažniausiai yra išlaikoma sąlyga: $R_B << R$, arba rezistorius R_B yra šuntuojamas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_B \geq 5$ μF. Šiuo atveju kintamajam signalui $U_{in\sim}$ bazė B yra „įžeminta“ per įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampos šaltinio vidaus varžą $R_i << R_B$, ir todėl nebėra neigiamojo grįžtamojo ryšio, lemiamo varžos R_B. Kai įėjime U_{in} vekia pastovusis signalas $U_{in=}$, varža R_B sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį ir dėl to padidėja EK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R^*_{in\ k}$. Akivaizdu, kad ši varža padidėja ir dėl emiterio E grandinėje įjungto apkrovos rezistoriaus R_a varžos, kuri sukuria papildomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį (2.415). O štai rezistoriaus R varža mažina įėjimo U_{in} varžą $R^*_{in\,k}$. Taigi, 2.118 pav. parodytos EK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti:

$$\begin{aligned} R^*_{in\,k} &= U_{in=}/I_{in=} = (U_{RB} + U_{BE} + U_{Ra})/I_{in=} = \\ &= R_B + (U_{BE} + U_{Ra})/(I_{B=} + I_{R=}) = R_B + (R_{BE\,e} + I_E\cdot R_a/I_B)/(1 + I_{R=}/I_{B=}) = \\ &= R_B + [R_{BE\,e} + (1 + \beta_o)\cdot R_a]/(1 + I_{R=}/I_{B=}) = \\ &= R_B + [R_{BE\,e} + (1 + \beta_o)\cdot R_a]/(1 + R^*_{BE\,e}/R), \end{aligned} \tag{2.416}$$

čia srovių santykis $I_{R=}/I_{B=}$ yra pakeistas joms atvirkščiai proporcingų atitinkamų varžų santykiu $R^*_{BE\,e}/R$.

Išraiškoje (2.416) BE schemos įėjimo U_{in} varža $R^*_{BE\,e}$ pastoviajai srovei $I_{in=}$, kai emiteris E yra „įžemintas“ per rezistorių R_a, yra gauta anksčiau (2.395), ir iš čia bei (2.416) randame:

$$R^*_{in\,k} = R_B + R^*_{BE\,e}\,R/(R^*_{BE\,e} + R) \equiv R^*_{in\,e} \text{ (2.396)}. \tag{2.417}$$

Iš čia matome, jog turime lygiagretų varžų $R^*_{BE\ e}$ ir R jungimą, ir šio jungimo atstojamoji varža yra nuosekliai sujungta su rezistoriumi R_B (2.118 pav.).

Rezistorių R_B ir R_a varžų sudaryti neigiamieji grįžtamieji ryšiai turi įtakos EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) įėjimo U_{in} diferencialinei varžai $r^*_{in\ k}$ kintamajam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{in}$ – varža $r^*_{in\ k}$ dar labiau padidėja, ir, analogiškai (2.265) bei (2.417), galima

parašyti:

$$r^*_{\text{in k}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = R_\text{B} + r^*_{\text{BE e}}\cdot R/(r^*_{\text{BE e}} + R) \equiv r^*_{\text{in e}} \text{ (2.397), (2.418)}$$

čia: $r^*_{\text{BE e}}$ – BE schemos įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ diferencialinė varža, kai emiteris E yra „įžemintas“ per rezistorių R_a (šios varžos $r^*_{\text{BE e}}$ vertė yra gauta anksčiau (2.398)).

EK stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.118 pav.) įėjimo U_{in} pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ stiprinimo koeficientas $K^*_{\text{U k}}$ analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.186)) yra parašomas įėjimo U_{in} kontūrui I taip:

$$\begin{aligned} K^*_{\text{U k}} &= U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = (U_{\text{in}=} - U_{\text{RB}=} - U_{\text{BE}=})/U_{\text{in}=} = \\ &= 1 - (I_{\text{in}=}\cdot R_\text{B} + I_{\text{B}=}\cdot R_{\text{BE e}})/U_{\text{in}=} = \\ &= 1 - R_\text{B}/R^*_{\text{in k}} - (I_{\text{E}=}\cdot R_\text{a}\cdot R_{\text{BE e}})/[(1+\beta_\text{o})\cdot R_\text{a}\cdot U_{\text{in}=}] = \\ &= 1 - R_\text{B}/R^*_{\text{in k}} - (R_{\text{BE e}}\cdot U_{\text{iš}=})/[(1+\beta_\text{o})\cdot R_\text{a}\cdot U_{\text{in}=}] = \\ &= 1 - R_\text{B}/R^*_{\text{in k}} - (K^*_{\text{U k}}\cdot R_{\text{BE e}})/[(1+\beta_\text{o})\cdot R_\text{a}], \end{aligned} \qquad (2.419)$$

ir iš čia randame:

$$K^*_{\text{U k}} = (1 - R_\text{B}/R^*_{\text{in k}})/\{1 + R_{\text{BE e}}/[(1+\beta_\text{o})\cdot R_\text{a}]\}, \qquad (2.420)$$

čia išvesdami pasinaudojome išraiškomis (2.414) ir (2.416), o taip pat išraiškomis iš pirmosios dalies – (1.107), (1.108) ir (1.147) bei akivaizdžia tapatybe $U_{\text{iš}=} = I_{\text{E}=}\cdot R_\text{a}$.

Analogiškai randame EK stiprinimo pakopos (2.118 pav.) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ diferencialinio perdavimo koeficiento $K^*_{\text{u k}}$ išraišką:

$$K^*_{\text{u k}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim} = (1 - R_\text{B}/r^*_{\text{in k}})/\{1 + r_{\text{BE e}}/[(1+\beta)\cdot R_\text{a}]\}. \text{ (2.421)}$$

Iš gautų išraiškų (2.420) ir (2.421) matome: EK, taip pat BK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}^*_{\text{u k}}$ modulis $K^*_{\text{u k}}$ neviršija vieneto ($K^*_{\text{U, u k}} \le 1$).

Kai $R_\text{B} \Rightarrow 0$, įėjime U_{in} įjungto poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis atitinka pastoviosios $U_{\text{in}=}$ arba kintamosios $U_{\text{in}\sim}$ įtampos šaltinį ($R_\text{i} = 0$). Todėl koeficientas $K^*_{\text{U k}} \Rightarrow 1/\{1 + R_{\text{BE e}}/[(1 + \beta_\text{o})\cdot R_\text{a}]\}$ ir analogiškai $K^*_{\text{u k}} \Rightarrow 1/\{1 + r_{\text{BE e}}/[(1+\beta)\cdot R_\text{a}]\}$ – turime priklausomybę nuo varžos R_a vertės, ir iš čia, kai $R_\text{a} \Rightarrow 0$, koeficientai $K^*_{\text{U, u k}} \Rightarrow 0$, o kai $R_\text{a} \Rightarrow \infty$, koeficientai $K^*_{\text{U, u k}} \Rightarrow 1$.

Kai $R_\text{B} \Rightarrow \infty$, įėjime U_{in} įjungto poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis atitinka pastovios $I_{\text{in}=}$ arba kintamos $I_{\text{in}\sim}$ srovės šaltinį ($R_\text{i} = \infty$), ir iš (2.420), (2.421), (2.417) bei (2.418) gauname, jog koeficientai $K^*_{\text{U, u k}} \Rightarrow 0$. Taigi, matome, kad tradicinė įėjimo U_{in} pastoviosios $U_{\text{in}=}$ arba kintamosios $U_{\text{in}\sim}$ įtampos stiprinimo koeficientų $K^*_{\text{U, u k}}$ apibrėžtys ((2.420), (2.421)) netenka prasmės, kai $R_\text{B} \Rightarrow \infty$. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} pastoviosios $I_{\text{in}=}$ arba kintamosios $I_{\text{in}\sim}$ srovės perdavimo-stiprinimo atitinkamus koeficientus $K^*_{\text{I k}}$ ir $K^*_{\text{i k}}$, kurie EK stiprinimo pakopoje (2.118 pav.) su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu yra išreiškiami taip:

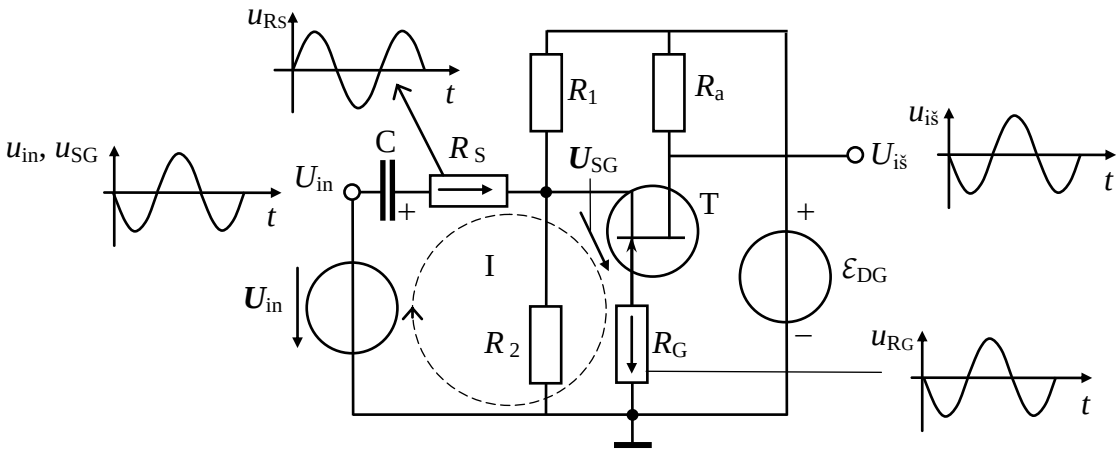
$$\begin{aligned} K^*_{\text{I k}} &= I_{\text{iš}=}/I_{\text{in}=} = I_{\text{E}=}/(I_{\text{B}=} + I_{\text{R}=}) = (I_{\text{E}=}/I_{\text{B}=})/(1 + I_{\text{R}=}/I_{\text{B}=}) = \\ &= (1+\beta_\text{o})/(1 + R^*_{\text{BE e}}/R) = (1+\beta_\text{o})/\{1 + [R_{\text{BE e}} + (1+\beta_\text{o})\cdot R_\text{a}]/R\}, \text{ (2.422)} \\ K^*_{\text{i k}} &= \partial I_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = I_{\text{E}\sim}/(I_{\text{B}\sim} + I_{\text{R}\sim}) = (I_{\text{E}\sim}/I_{\text{B}\sim})/(1 + I_{\text{R}\sim}/I_{\text{B}\sim}) = \\ &= (1+\beta)/(1 + r^*_{\text{BE e}}/R) = (1+\beta)/\{1 + [r_{\text{BE e}} + (1+\beta)\cdot R_\text{a}]/R\}. \text{ (2.423)} \end{aligned}$$

Akivaizdu, kad EK ir kartu BK stiprinimo pakopose su įėjime U_{in} įjungtu signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ srovės šaltiniu ($R_\text{i} = \infty$), rezistoriaus R_B varža koeficientams $K^*_{\text{I k}}$ ir $K^*_{\text{i k}}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_B varža neturi įtakos srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ vertei, ir todėl nesukuria neigiamojo grįžtamojo ryšio. O apkrovos rezistoriaus R_a varža daro įtaką EK ir BK stiprinimo pakopų veikai ir įėjime U_{in} esant įjungtam signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ srovės šaltiniui išlieka esminė, nes turime šimtaprocentinį neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kuris, kad ir kokio tipo būtų įėjime U_{in} įjungtas signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinis, atitinka srovės ir įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav., c).

Šis neigiamasis rįžtamasis ryšys BK ir EK stiprinimo pakopose yra vadinamas *šimtaprocentiniu srovės neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu*.

2.1.3.2. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose su vienpoliais (lauko) tranzistoriais

Grįžtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje su sandūriniu atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriumi T yra parodyti 2.119 pav.



2.119 pav. Grįžtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje

2.119 pav. parodytus grįžtamuosius ryšius išnagrinėsime įėjime U_{in} įjungto kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ arba $\boldsymbol{I}_{in}$ šaltinių atvejais.

Iš 2.119 pav. matome: BU stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį – antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11):

$$\boldsymbol{U}_{RS} + \boldsymbol{U}_{SG} + \boldsymbol{U}_{RG} - \boldsymbol{U}_{in} = 0, \tag{2.424}$$

čia: $\boldsymbol{U}_{RS} = \boldsymbol{I}_{in} \cdot R_S$ – įtampa varžoje R_S; $\boldsymbol{U}_{RG} = \boldsymbol{I}_G \cdot R_G$ – įtampa varžoje R_G, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys 2.119 pav. yra parodytos rodyklėmis atitinkamuose schemos rezistorių elementuose, kuriuose atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo atžvilgiu laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose.

Iš (2.424) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{SG}$ tarp lauko tranzistoriaus T ištakos S ir užtūros G išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{SG} = \boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RS} - \boldsymbol{U}_{RG}, \tag{2.425}$$

ir iš čia matome: įtampų $\boldsymbol{U}_{RS}$ ir $\boldsymbol{U}_{RG}$ atitinkamos fazės φ_{RS} ir φ_{RG} atitinkamuose rezistoriuose R_S ir R_G yra vienodos ($\varphi_{RS} = \varphi_{RG}$) ir kartu priešingos įėjime U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazės φ_{in} atžvilgiu: $|\varphi_{in} - \varphi_{RS,\,RG}| = 180^o \equiv \pi$ rad. Todėl turime du neigiamuosius grįžtamuosius ryšius.

Akivaizdu, jog grįžtamojo ryšio rezistoriai R_S ir R_G turi esminę įtaką BU stiprinimo pakopos elektriniams parametrams, todėl anksčiau gautos išraiškos (2.284)–(2.288), (2.290) ir (2.292)–(2.295) turi būti patikslintos.

Iš 2.119 pav. parodytos BU stiprinimo pakopos grandinės matome, jog įėjimo U_{in} grandinėje rezistoriai R_S ir R_G yra įjungti nuosekliai ir tai lemia įėjimo U_{in} diferencialinės varžos $r^*_{in\,g}$ padidėjimą. Todėl, analogiškai išraiškai (2.288), galima parašyti:

$$r^*_{in\,g} = \partial U_{in\sim}/\partial I_{in\sim} = (\partial U_{C\sim} + \partial U_{RS\sim} + \partial U_{SG\sim} + \partial U_{RG\sim})/\partial I_{in\sim} =$$
$$= \left|(j\cdot\omega\cdot C)^{-1} + R_S + R_{\|}\,\|\boldsymbol{r}^*_{SG\,g}\right| = \{(\omega\cdot C)^{-2} + [R_S + (R_{\|}\,\|r^*_{SG\,g})]^2\}^{1/2}, \tag{2.426}$$

čia: $R_{\|} = R_1 \cdot R_2 /(R_1 + R_2)$; $\boldsymbol{r}^*_{SG\,g}$ – į BU grandinę įjungto lauko tranzistoriaus T įėjimo U_{in}

diferencialinė varža, kai užtūra G yra „įžeminta“ per rezistorių R_G. Šiuo atveju varžos $\boldsymbol{r}^*_{SG\,g}$ modulis $r^*_{SG\,g}$ yra išreiškiamas taip:

$$r^*_{SG\,g} = \partial U_{S\sim}/\partial I_{S\sim} = (\partial U_{SG\sim} + \partial U_{RG\sim})/\partial I_{S\sim} =$$

$$= r_{SG\,g} + (\partial I_{G\sim}\cdot R_G)/\partial I_{S\sim} = r_{SG\,g} + (\partial I_{G\sim}\cdot R_G)/(\partial I_{D\sim} + \partial I_{G\sim}) =$$

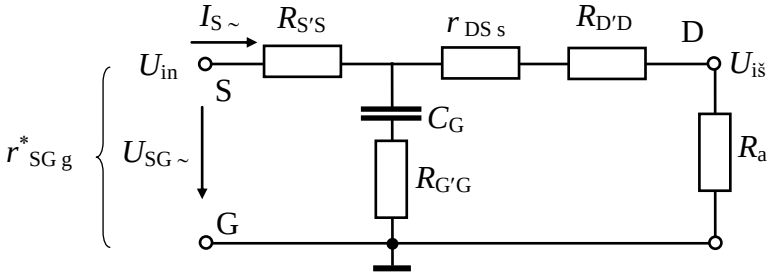
$$= r_{SG\,g} + R_G/(\partial I_{D\sim}/\partial I_{G\sim} + 1) = r_{SG\,g} + R_G/[|(\boldsymbol{Z}_{CG} + R_G)|/(r_{DS\,s} + R_a) + 1] =$$

$$= r_{SG\,g} + R_G/\{1 + [(\omega\cdot C_G)^{-2} + R_G{}^2)]^{1/2}/(r_{DS\,s} + R_a)\}, \qquad (2.427)$$

ir iš čia matome, kai $R_G \Rightarrow 0$, varža $r^*_{SG\,g} \Rightarrow r_{SG\,g}$ (pirmoji d.– (1.261)), o kai $R_G \Rightarrow \infty$, varža $r^*_{SG\,g} \Rightarrow r_{SG\,g} + r_{DS\,s} + R_a \Rightarrow r_{DS\,s} + R_a$, nes $\partial U_{SG\sim} \Rightarrow 0$, ir todėl $r_{SG\,g} = \partial U_{SG\sim}/\partial I_{S\sim} \Rightarrow 0$.

Analogiškai, kai užtūros G talpa $C_G \Rightarrow 0$, varža $r^*_{SG\,g} \Rightarrow r_{SG\,g}$ (pirmoji d.– (1.261)), o kai $C_G \Rightarrow \infty$, varža $r^*_{SG\,g} \Rightarrow r_{SG\,g} + R_G/[1 + R_G/(r_{DS\,s} + R_a)]$.

Gautoje išraiškoje (2.427) varža $r_{DS\,s}$, kai dažniai ω žemi ($\omega \Rightarrow 0$), atitinka išraišką (pirmoji d.– (1.287)), o kai dažniai ω aukšti ($\omega > 2\cdot\pi\cdot 10$ MHz), varža $r_{DS\,s}$ atitinka išraišką (pirmoji d.– (1.382)). Čia reikia pasakyti, kad varžos $r_{SG\,g}$ išraiška (pirmoji d.– (1.261)) yra gauta esant žemiems dažniams $\omega \Rightarrow 0$, o kai dažniai ω aukšti ($\omega > 2\cdot\pi\cdot 10$ MHz), ieškant $r_{SG\,g}$ priklausomybės nuo dažnio ω būtina pasitelkti lauko tranzistoriaus T ekvivalentinę grandinę atitinkamoje jungimo schemoje, pavyzdžiui, analogiškai parodytai 2.87 pav. To siekiant 2.120 pav. yra parodyta į BU grandinę įjungto lauko tranzistoriaus T supaprastinta ekvivalentinė schema, nes dažniausiai $C_{GS} >> C_{GD}$, ir todėl užtūros G talpa $C_G \approx C_{GS}$, o $C_{GD} \approx 0$, čia varžų pažymėjimai atitinka pirmosios dalies 1.109 pav.



2.120 pav. Į BU grandinę įjungto lauko tranzistoriaus T supaprastinta ekvivalentinė schema

Iš 2.120 pav. parodytos lauko tranzistoriaus T ekvivalentinės grandinės jau žinomu būdu surandame įėjimo U_{in} diferencialinės varžos $r^*_{SG\,g}$ priklausomybę nuo dažnio ω:

$$r^*_{SG\,g} = \partial U_{SG\sim}/\partial I_{S\sim} = \left|R_{S'S} + \{(r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a)\|[(j\cdot\omega\cdot C_G)^{-1} + R_{G'G}]\}\right| =$$

$$= \{[R_{S'S}\cdot(1 + A^2) + (r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a)\cdot(1 + \omega\cdot C_G\cdot A\cdot R_{G'G})]^2 +$$

$$+ (\omega\cdot C_G)^2\cdot(r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a)^4\}^{1/2}/(1 + A^2), \qquad (2.428)$$

čia: $A = \omega\cdot C_G\cdot(r_{DS\,s} + R_{G'G} + R_{D'D} + R_a)$; $R_{G'G,\,S'S,\,D'D}$ – T atitinkamų pasyviųjų sričių varžos.

Iš (2.428) matome, kad kai lauko tranzistoriaus T darinio pasyviųjų sričių varžos tenkina sąlygą: $R_{S'S,\,D'D,\,G'G} << r_{DS\,s}$ – atitinka kanalo varžą r_k (pirmoji d.– (1.287)), turime:

$$r^*_{SG\,g} \cong [(r_{DS\,s})^2 + (\omega\cdot C_G)^2\cdot(r_{DS\,s})^4)]^{1/2}/[1 + (\omega\cdot C_G\cdot r_{DS\,s})^2]. \qquad (2.429)$$

Iš gautų išraiškų (2.428) ir (2.429) matome, kai $\omega \Rightarrow 0$, diferencialinė varža $r^*_{SG\,g} \Rightarrow$ $\Rightarrow R_{S'S} + r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a \cong r_{DS\,s}$, o kai $\omega \Rightarrow \infty$, vertė $r^*_{SG\,g} \Rightarrow R_{S'S} + [R_{G'G}\cdot(r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a)]/(R_{G'G} + r_{DS\,s} + R_{D'D} + R_a)$, ir kai $R_{S'S} \approx R_{G'G} \approx R_{D'D} << r_{DS\,s}$ bei $R_a << r_{DS\,s}$, diferencialinė varža $r^*_{SG\,g} \approx 0$.

Akivaizdu, kad BU stiprinimo pakopoje su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.119

pav.), nesant skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in}, įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in g}}$ pastoviajai srovei $I_{\text{in}=}$ yra parašoma taip:

$$R^*_{\text{in g}} = U_{\text{in}=}/I_{\text{in}=} = (U_{\text{RS}=} + U_{\text{SG}=} + U_{\text{RG}=})/I_{\text{in}=} = R_{\text{S'S}} + R_{\text{in g}}, \quad (2.430)$$

čia varžos $R_{\text{in g}}$ išraiška yra gauta anksčiau (2.284) ir (2.285), o įtampa $U_{\text{RG}=} = I_{\text{s}} \cdot R_{\text{G'G}} \approx 0$, nes atgaline kryptimi įjungtos užtūros G p–n sandūros atgalinės soties srovės I_{s} (pirmoji d.– (1,74), (1,75)) vertę laikome esant lygią nuliui: $I_{\text{s}} \cong 0$ (pirmoji d.– (1,254)).

Taigi, iš (2.430) galima daryti išvadą: įėjime U_{in} veikiant pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ varža $R_{\text{G'G}}$ BU stiprinimo pakopos elektrinėms savybėms įtakos neturi.

BU stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.119 pav.) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $U_{\text{in}\sim}$ stiprinimo koeficientą $K^*_{\text{u g}}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.273)), esant sąlygai: $|\boldsymbol{Z}_{\text{C}}| << R_{\text{S'S}}$, parašome taip:

$$K^*_{\text{u g}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim} = |\partial U_{\text{iš}\sim}/(\partial U_{\text{RS}\sim} + \partial U_{\text{SG}\sim} + \partial U_{\text{RG}\sim})| =$$

$$= |(\partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{SG}\sim})/[1 + (\partial U_{\text{RS}\sim} + \partial U_{\text{RG}\sim})/\partial U_{\text{SG}\sim}]| =$$

$$= K_{\text{u g}}/|1 + (\partial I_{\text{in}\sim} \cdot R_{\text{S'S}} + \partial I_{\text{G}\sim} \cdot R_{\text{G'G}})/\partial U_{\text{SG}\sim}| \cong K_{\text{u g}}/(1 + R_{\text{S'S}}/r_{\text{in g}} + R_{\text{G'G}}/r_{\text{in s}}), \quad (2.431)$$

čia diferencialinių varžų $r_{\text{in g}}$ ir $r_{\text{in s}}$ išraiškos buvo gautos anksčiau atitinkamai (2.288) ir (2.291), o išraiškoje (2.291) reikia tarti, kad $C = \infty$.

Iš (2.431) matome: BU stiprinimo pakopoje, kai įėjime U_{in} įjungtas kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įtampos šaltinis ($R_{\text{i}} = 0$), didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_{S} varža, nes įprastai $r_{\text{in g}} << r_{\text{in s}}$. Kai įtampos šaltinio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vidaus varža $R_{\text{i}} >> r_{\text{in g}}$, įėjime U_{in} įjungto kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinis atitinka srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinį, ir todėl tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{\text{u g}}$ apibrėžtis (2.431) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{\text{i g}}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.255)), BU stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu (2.119 pav.) yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{\text{i g}} = \partial I_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = \partial I_{\text{D}\sim}/(\partial I_{\text{R}\|\sim} + \partial I_{\text{S}\sim}) =$$

$$= (\partial I_{\text{D}\sim}/\partial I_{\text{S}\sim})/(1 + \partial I_{\text{R}\|\sim}/\partial I_{\text{S}\sim}) =$$

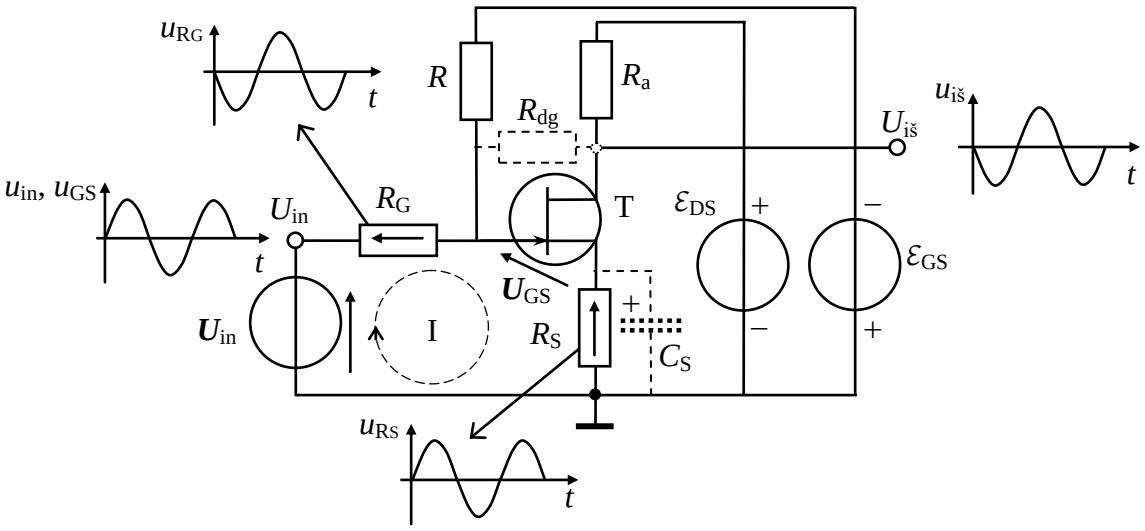
$$= K_{\text{i g}}/(1 + \partial I_{\text{R}\|\sim}/\partial I_{\text{S}\sim}) = K_{\text{i g}}/(1 + r^*_{\text{SG g}}/R_{\|}), \quad (2.432)$$

čia: $I_{\text{R}\|\sim}$ – kintamosios srovės vertė rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ atstojamojoje varžoje $R_{\|} = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$, o santykis $\partial I_{\text{R}\sim}/\partial I_{\text{S}\sim}$ yra pakeistas varžų santykiu $r^*_{\text{SG g}}/R_{\|}$.

Akivaizdu, kad BU stiprinimo pakopoje su įėjime U_{in} įjungtu kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ srovės šaltiniu ($R_{\text{i}} = \infty$), rezistoriaus $R_{\text{S'S}}$, o kartu ir skiriamojo kondensatoriaus C impedansas – pilnutinė varža nekeičia diferencialinio koeficiento $K^*_{\text{i g}}$ vertę, nes šiuo atveju rezistoriaus $R_{\text{S'S}}$ varža nekeičia srovės $\boldsymbol{I}_{\text{S}}$ dydžio: $\boldsymbol{I}_{\text{S}} + \boldsymbol{I}_{\text{R}} = \boldsymbol{I}_{\text{in}} = \text{const}$. Kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ atveju lauko tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{DG o}}\}$ nustatančių rezistorių $R_1 \| R_2$ atstojamosios varžos $R_{\|}$ įtaka BU stiprinimo pakopos veikai turi esminį pobūdį – varžai $R_{\|}$ didėjant, koeficientas $K^*_{\text{i g}}$ taip pat didėja artėdamas prie $K_{\text{i g}} \le 1$. Kartu reikia pasakyti, jog rezistoriaus $R_{\text{G'G}}$ įtaka pasireiškia per varžą $r^*_{\text{SG g}}$ (2.427) – varžai $R_{\text{G'G}}$ kintant, koeficiento $K^*_{\text{i g}}$ kitimo pobūdis priklauso nuo varžų santykio $k_{\text{r}} = r_{\text{SG g}}/(r_{\text{DS s}} + R_{\text{D'D}} + R_{\text{a}})$. Kai $k_{\text{r}} = 1$, koeficientas $K^*_{\text{i g}}$ nuo $R_{\text{G'G}}$ nepriklauso, o kai $k_{\text{r}} > 1$, koeficiento $K^*_{\text{i g}}$ kitimo pobūdis yra priešingas varžos $R_{\text{G'G}}$ kitimui, nes $K^*_{\text{i g}} \sim 1/R_{\text{G'G}}$, ir, kai $k_{\text{r}} < 1$, koeficiento $K^*_{\text{i g}}$ kitimo pobūdis atitinka varžos $R_{\text{G'G}}$ kitimą, nes $K^*_{\text{i g}} \sim R_{\text{G'G}}$. Šis atvejis yra realiose BU stiprinimo pakopose.

Grįžtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje su sandūriniu atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriumi T yra parodyti 2.121 pav. Šiuos ryšius išnagrinėsime atvejais, kai įėjime U_{in} veikia kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltiniai.

Iš 2.121 pav., a, matome: BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I



2.121 pav. Grįžtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje

galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį – antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11)):

$$\boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RG} - \boldsymbol{U}_{GS} - \boldsymbol{U}_{RS} = 0, \tag{2.433}$$

čia: $\boldsymbol{U}_{RG} = \boldsymbol{I}_{in} \cdot R_G = (\boldsymbol{I}_G + \boldsymbol{I}_R)\cdot R_G$, čia $\boldsymbol{I}_R$ – kintamoji srovė varžoje R; $\boldsymbol{U}_{RS} = \boldsymbol{I}_S \cdot R_S$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys 2.121 pav. yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose, kuriuose atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo atžvilgiu laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose.

Iš (2.433) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{GS}$ tarp tranzistoriaus T užtūros G ir ištakos S išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{GS} = \boldsymbol{U}_{in} - \boldsymbol{U}_{RG} - \boldsymbol{U}_{RS}. \tag{2.434}$$

Iš (2.434) matome: įtampų $\boldsymbol{U}_{RG}$ ir $\boldsymbol{U}_{RS}$ atitinkamos fazės φ_{RG} ir φ_{RS} atitinkamuose rezistoriuose R_G ir R_S yra vienodos ir kartu priešingos įėjime U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazei φ_{in}: $|\varphi_{in} - \varphi_{RG,\,RS}| = 180^o \equiv \pi$, ir todėl turime du neigiamuosius grįžtamuosius ryšius.

Kai įėjime U_{in} veikia pastovusis signalas $U_{in=}$, varža R_G sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos padidėja BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R^*_{in\,s}$. Akivaizdu, kad ši varža faktiškai nepriklauso nuo į ištakos S grandinę įjungto rezistoriaus R_S varžos, nes vienpolio tranzistoriaus T užtūros G varža pastoviajai srovei $I_{in=}$ yra labai didėle – kelių megaomų ir daugiau (pirmoji d.– (1.285)), todėl galima parašyti:

$$R^*_{in\,s} = U_{in=}/I_{in=} \cong R_G + R. \tag{2.435}$$

Rezistorių R_G ir R_S varžų sudaryti neigiamieji grįžtamieji ryšiai turi įtakos BI stiprinimo pakopos (2.121 pav.) įėjimo U_{in} diferencialinei varžai $r^*_{in\,s}$, kai įėjime U_{in} veikia kintamasis signalas $\boldsymbol{U}_{in}$ – varža $r^*_{in\,s}$ dar labiau padidėja, ir, analogiškai (2.435), BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinei galima parašyti:

$$r^*_{in\,s} = \partial U_{in\sim}/\partial I_{in\sim} = R_G + r^*_G(\omega)||R = R_G + r^*_G(\omega)\cdot R/[r^*_G(\omega) + R], \tag{2.436}$$

čia $r^*_G(\omega)$ išraišką randame taip:

$$r^*_G(\omega) = \partial U_{G\sim}/\partial I_{G\sim} = (\partial U_{GS\sim} + \partial U_{RS\sim})/\partial I_{G\sim} = r_G(\omega) + \partial I_{S\sim}\cdot R_S/\partial I_{G\sim} =$$

$$= r_G(\omega) + S_s\cdot\partial U_{GS\sim}\cdot R_S/\partial I_{G\sim} = r_G(\omega)\cdot(1 + S_s\cdot R_S), \tag{2.437}$$

čia $r_G(\omega)$ atitinka išraišką (pirmoji d.– (1.368)), kurioje $R_a = R_D$, o $S_s \cong \partial I_{S\sim}/\partial U_{GS\sim}$.

BI stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.121 pav.) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ diferencialinis stiprinimo koeficientas $K^*_{u\,s}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.296)), įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašomas taip:

$$K^*_{u\,s} = \partial U_{iš\sim}/\partial U_{in\sim} = \partial U_{iš\sim}/(\partial U_{RG\sim} + \partial U_{GS\sim} + \partial U_{RS\sim}) =$$

$$= (\partial U_{iš\sim}/\partial U_{GS\sim})/[1 + (\partial U_{RG\sim} + \partial U_{RS\sim})/\partial U_{GS\sim}] =$$

$$= K_{u\,s}/[1 + (\partial I_{in\sim}\cdot R_G + \partial I_{S\sim}\cdot R_S)/\partial U_{GS\sim}] \cong K_{u\,s}/(1 + R_G/r_{in\,s} + S_s\cdot R_S), \quad (2.438)$$

čia diferencialinės varžos $r_{in\,s}$ išraiška yra gauta anksčiau (2.291), kai tarta, kad $C = \infty$ ir $R_{\|} = R$, o vienpolio tranzistoriaus T diferencialinis statumas $S_s = \partial I_{D\sim}/\partial U_{GS\sim} \cong \partial I_{S\sim}/\partial U_{GS\sim}$.

Iš (2.438) matome: BI stiprinimo pakopoje su įėjime U_{in} įjungtu kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampos šaltiniu ($R_i = 0$), didžiausią įtaką neigiamajam grįžtamajam ryšiui turi rezistoriaus R_S varža, nes $S_s > 1$. Kai įtampos šaltinio $\boldsymbol{U}_{in}$ vidaus varža $R_i >> r_{in\,s}$, įėjime U_{in} įjungto kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis atitinka srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ šaltinį, todėl tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{u\,s}$ apibrėžtis (2.437) netenka prasmės. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{in}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{i\,s}$, kuris analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.280)) BI stiprinimo pakopoje su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu (2.121 pav.) yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{i\,s} = \partial I_{iš\sim}/\partial I_{in\sim} = \partial I_{D\sim}/(\partial I_{R\sim} + \partial I_{G\sim}) = (\partial I_{D\sim}/\partial I_{G\sim})/(1 + \partial I_{R\sim}/\partial I_{G\sim}) =$$

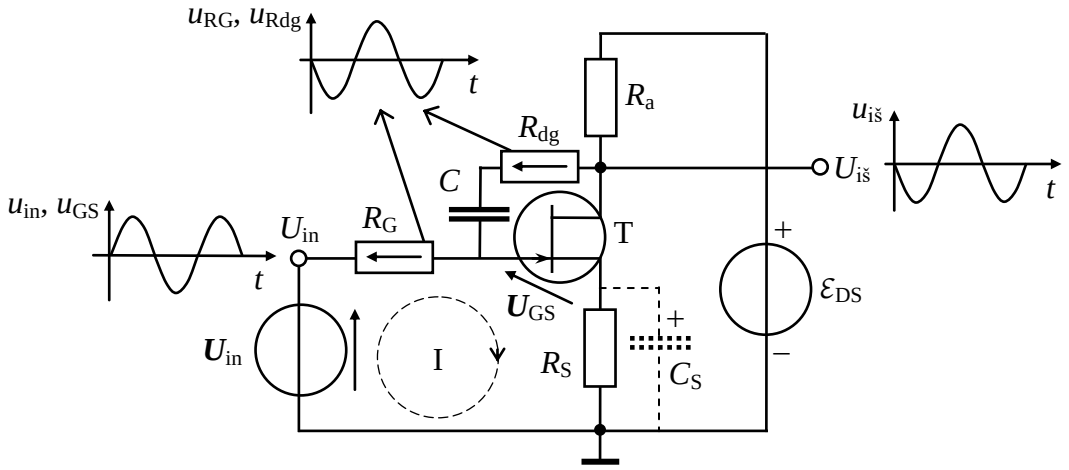
$$= K_i(\omega)/(1 + \partial I_{R\sim}/\partial I_{G\sim}) = K_i(\omega)/(1 + r^*_G(\omega)/R), \quad (2.439)$$

čia koeficiento $K_i(\omega)$ išraiška yra gauta anksčiau (pirmoji d.– (1.383)).

Akivaizdu, jog BI stiprinimo pakopoje su įėjime U_{in} įjungtu kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{in}$ srovės šaltiniu ($R_i = \infty$), rezistoriaus R_G varža, kartu ir įėjime U_{in} įjungto skiriamojo kondensatoriaus C impedanso varža koeficientui $K^*_{i\,s}$ įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_G ir kondesatoriaus C pilnoji varža nekeičia srovės $\boldsymbol{I}_G$ vertės, kadangi galioja sąryšis: $\boldsymbol{I}_G + \boldsymbol{I}_R = \boldsymbol{I}_{in} = \text{const}$. Kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{in}$ srovės šaltinio atveju lauko tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{D\,o}, U_{DS\,o}\}$ nustatančio rezistoriaus R varžos įtaka BI stiprinimo pakopos veikai yra esminė – varžai R didėjant, koeficientas $K^*_{i\,s}$ taip pat didėja, artėdamas prie $K_i(\omega)$. Kartu rezistoriaus R_S įtaka pasireiškia per varžą $r^*_G(\omega)$ (2.437), kuri yra tiesiog proporcinga varžai R_S. Todėl didėjant varžai R_S, koeficientas $K^*_{i\,s}$ mažėja – turime atvirkštinę priklausomybę $K^*_{i\,s} \sim 1/R_S$. Čia reikia pasakyti, kad, analogiškai BE stiprinimo pakopai (2.116 pav., a), kai BI pakopos įėjime U_{in} veikia tik kintamasis signalas $\boldsymbol{U}_{in}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{in}$, stengiamasi gauti stiprinimo koeficientus $K^*_{u\,s}$ arba $K^*_{i\,s}$ kuo didesnius. Todėl BI stiprinimo pakopoje (2.121 pav.) varža R_S yra šuntuojama pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_S \geq 5$ μF ir todėl kintamajam signalui ištaka S yra „įžeminta“. Šiuo atveju BI pakopoje nebėra neigiamojo grįžtamojo ryšio – išraiškose (2.437)–(2.439) tai atitinka $R_S = 0$. 2.121 pav. tai yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Tačiau, esant talpai $C_S > 0$, pastoviajai srovei varža R_S sudaro srovės neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos išlieka padidėjęs BI stiprinimo pakopos tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{DS\,o}, I_{D\,o}\}$ atsparumas išoriniams poveikiams, pavyzdžiui, aplinkos temperatūros T_{apl} pokyčiams $\pm\Delta T_{apl}$, ir t. t.

Iš 2.121 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos schemos matome, kad kai šioje schemoje realizuojamas įtampos neigiamasis grįžtamasis ryšys su rezistoriumi R_{dg}, įjungtu tarp užtūros G ir santakos D taip, kaip tai yra daroma BE stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.116 pav., b, tokiu atveju atsiranda nepageidaujama pastoviosios srovės grandinė, kurią sudaro nuosekliai sujungti schemos elementai: $(+\mathcal{E}_{DS})$-R_a-R_{dg}-R-$(-\mathcal{E}_{GS})$. Šia grandine tekanti pastovioji srovė padidina schemos energetinius nuostolius ir apsunkina lauko tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{D\,o}, U_{DS\,o}\}$ nustatymą. Todėl dažniausiai įtampos neigiamasis grįžtamasis ryšys BI stiprinimo pakopoje yra realizuojamas kartu su srovės neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu taip, kaip tai yra parodyta 2.122 pav.

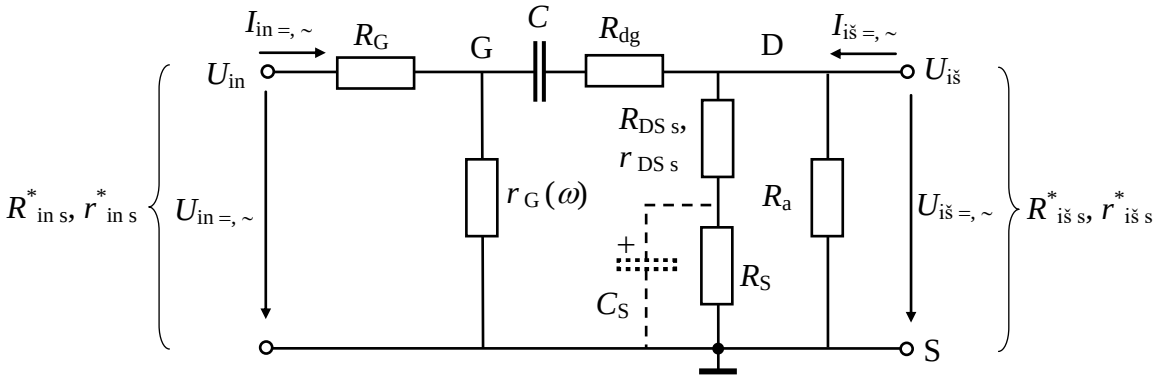
Iš 2.122 pav. matome: BI stiprinimo pakopa yra realizuota tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{DS}$. Akivaizdu, kad taip galima padaryti ir schemoje, parodytoje 2.121 pav., kurioje tereikia išjungti rezistorių R ir maitinimo įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{GS}$. Kita vertus, akivaizdu ir tai, kad šis tranzistoriaus T maitinimo būdas BI stiprinimo pakopoje su sandūriniu lauko tranzistoriumi T įmanomas tik tada, kai $R_S > 0$, nes šiuo atveju per rezistorių R_S tekanti



2.122 pav. BI stiprinimo pakopa su įtampos (rezistorius R_{dg}) ir srovės (rezistorius R_S) neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais

pastovioji ištakos S srovė $I_{S\,o}$ sukuria pastoviąją įtampą $U_{RS\,o} = I_{S\,o}\cdot R_S > 0$, ir todėl užtūros G įtampa $U_{GS\,o} = U_{RG\,o} - U_{RS\,o}$, čia įtampa $U_{RG\,o} = I_{RG\,o}\cdot R_G > 0$. Akivaizdu, kad sandūrinio atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriaus T atveju įtampa $U_{RS\,o} > U_{RG\,o}$, nes yra būtina tenkinti sąlygą: $U_{GS\,o} < 0$. Kai BI stiprinimo pakopoje yra naudojami MOP (MDP) lauko tranzistoriai, visada galima naudoti tik vieną maitinimo įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{DS}$.

Iš 2.122 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos grandinės matome, jog varža R_G didina, o nuosekliai sujungtų rezistorių R_{dg} ir R_a varžos mažina BI stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžą $R^*_{in\,s}$. Kita vertus, apkrovos rezistorius R_a yra lygiagrečiai sujungtas su tranzistoriaus T išėjimo varžomis $R_{DS\,s}$ ir $r_{DS\,s}$ (pirmoji d.– (1.291) ir (1.287)). Todėl varžų $R^*_{in\,s}$ ir $r^*_{in\,s}$ išraiškas surasime iš BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) ekvivalentinės grandinės pastoviajai ir kintamajai srovėms, parodytos 2.123 pav.



2.123 pav. BI stiprinimo pakopos, parodytos 2.122 pav., ekvivalentinė grandinė pastoviajai ir kintamajai srovėms

Iš 2.123 pav. matome, kad BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) įėjimo U_{in} varža $R^*_{in\,s}$ pastoviajai srovei $I_{in\,=}$ yra išreiškiama taip:

$$R^*_{in\,s} = U_{in\,=}/I_{in\,=} = R_G + R_{GS} \cong \infty, \tag{2.440}$$

čia išraiška parašyta, kai $r_G(\omega)|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow \infty$.

Analogiškai įėjimo U_{in} varža $r^*_{in\,s}$ kintamajai srovei $I_{in\sim}$, kai rezistorius R_S yra šuntuotas kondensatoriumi C_S, yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned} r^*_{in\,s} = \partial U_{in\sim}/\partial I_{in\sim} &\cong R_G + [r_G(\omega)\|(R_{dg} + R_a\|r_{DS\,s})] = \\ &= R_G + \{r_G(\omega)\cdot[R_{dg} + R_a\cdot r_{DS\,s}/(R_a + r_{DS\,s})]\}/ \\ &/\{[r_G(\omega) + R_{dg} + R_a\cdot r_{DS\,s}/(R_a + r_{DS\,s})]\}, \end{aligned} \tag{2.441}$$

čia apytikslė išraiška parašyta esant sąlygoms: $|(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_\mathrm{S})^{-1}| << R_\mathrm{S}$ ir $|(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)^{-1}| << R_\mathrm{dg}$.

2.122 pav. parodytos BI stiprinimo pakopos atveju išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ varža $R^*_{\mathrm{iš\,s}}$ pastoviajai srovei $I_{\mathrm{iš}\,=}$ ir diferencialinė išėjimo varža $r^*_{\mathrm{iš\,s}}$ kintamajai srovei $I_{\mathrm{iš}\,\sim}$ skiriasi nuo anksčiau gautų išraiškų (2.296) ir (2.297), nes išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ ir įėjimo U_{in} grandinės yra sujungtos tarpusavyje grįžtamojo ryšio rezistoriumi R_dg, kurio įtaka dėl kondensatoriaus C pasireiškia tik kintamojo poveikio signalo $U_{\mathrm{in}\,\sim}$ atveju. Todėl varžų $R^*_{\mathrm{iš\,s}}$ ir $r^*_{\mathrm{iš\,s}}$ išraiškas surasime iš BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) ekvivalentinės grandinės pastoviajai $I_{\mathrm{iš}\,=}$ ir kintamajai $I_{\mathrm{iš}\,\sim}$ srovėms, parodytos 2.123 pav.

Iš 2.123 pav. parodytos grandinės galima parašyti:

$$R^*_{\mathrm{iš\,s}} = U_{\mathrm{iš}\,=}/I_{\mathrm{iš}\,=} = [R_\mathrm{a}\|(R_{\mathrm{DS\,s}} + R_\mathrm{S})] =$$

$$= [R_\mathrm{a}\cdot(R_{\mathrm{DS\,s}} + R_\mathrm{S})]/[R_\mathrm{a} + R_{\mathrm{DS\,s}} + R_\mathrm{S})], \qquad (2.442)$$

$$r^*_{\mathrm{iš\,s}} = \partial U_{\mathrm{iš}\,\sim}/\partial I_{\mathrm{iš}\,\sim} \cong (R_\mathrm{a}\|r_{\mathrm{DS\,s}})\|[R_\mathrm{dg} + R_\mathrm{G}\|r_{\mathrm{G}}(\omega)] =$$

$$= (R_\mathrm{a}\|r_{\mathrm{DS\,s}})\cdot[R_\mathrm{dg} + R_\mathrm{G}\|r_{\mathrm{G}}(\omega)]/[(R_\mathrm{a}\|r_{\mathrm{DS\,s}}) + R_\mathrm{dg} + R_\mathrm{G}\|r_{\mathrm{G}}(\omega)], \qquad (2.443)$$

čia apytikslė išraiška parašyta esant sąlygoms: $|(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C_\mathrm{S})^{-1}| << R_\mathrm{S}$ ir $|(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)^{-1}| << R_\mathrm{dg}$.

Kai šaltinio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ vidaus varža $R_\mathrm{i} >> R_{\mathrm{in\,s}}$ (2.440) ir $R_\mathrm{i} >> r^*_{\mathrm{in\,s}}$ (2.441), įėjime U_{in} įjungto signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ šaltinis atitinka kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ šaltinį. Todėl BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ varžų $R^*_{\mathrm{iš\,s}}$ ir $r^*_{\mathrm{iš\,s}}$ atitinkamose išraiškose (2.442) ir (2.443) nebelieka priklausomybės nuo R_G. Šiuo atveju išraiškose (2.442) ir (2.443) varža R_G yra atmetama.

BI stiprinimo pakopos su neigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais (2.122 pav.) įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $U_{\mathrm{in}\,\sim}$ stiprinimo koeficientas $K^*_{\mathrm{u\,s}}$, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.296)), įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašomas taip:

$$K^*_{\mathrm{u\,s}} = \partial U_{\mathrm{iš}\,\sim}/\partial U_{\mathrm{in}\,\sim} = |\partial U_{\mathrm{iš}\,\sim}/(\partial U_{\mathrm{RG}\,\sim} + \partial U_{\mathrm{GS}\,\sim} + \partial U_{\mathrm{ZRs,\,ZCs}\,\sim})| \cong$$

$$\cong (\partial U_{\mathrm{iš}\,\sim}/\partial U_{\mathrm{GS}\,\sim})/(1 + \partial U_{\mathrm{RG}\,\sim}/\partial U_{\mathrm{GS}\,\sim}) =$$

$$= K_{\mathrm{u\,s}}/[1 + (\partial I_{\mathrm{in}\,\sim}\cdot R_\mathrm{G})/\partial U_{\mathrm{GS}\,\sim}] =$$

$$= K_{\mathrm{u\,s}}/\{1 + [(\partial I_{\mathrm{G}\,\sim} + \partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim})\cdot R_\mathrm{G}]/\partial U_{\mathrm{GS}\,\sim}\} =$$

$$= K_{\mathrm{u\,s}}/\{1 + R_\mathrm{G}\cdot[1/r_{\mathrm{G}}(\omega) + (1 + K_{\mathrm{u\,s}})/R_\mathrm{dg}]\}, \qquad (2.444)$$

čia išvedant, dėl įėjime U_{in} įtampos $U_{\mathrm{in}\,\sim}$ pokyčio $\partial U_{\mathrm{in}\,\sim}$ poveikio rezistoriuje R_dg atsiradęs srovės sando $I_{\mathrm{Rdg}\,\sim}$ pokytis $\partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim}$ yra pakeistas akivaizdžia išraiška: $\partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim} = (\partial U_{\mathrm{GS}\,\sim} + \partial U_{\mathrm{iš}\,\sim})/R_\mathrm{dg}$, ir pasinaudota žinoma išraiška (pirmoji d.– (1.368)), kurioje tarta, kad $R_\mathrm{a} = R_\mathrm{D}$.

Iš (2.444) matome, kad kai $R_\mathrm{G} \Rightarrow 0$, įėjime U_{in} poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ šaltinis vis labiau atitinka įtampos šaltinį, nes esant visoms $R_\mathrm{dg} > 0$ vertėms, varža $R_\mathrm{i} \Rightarrow 0$. Todėl BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.122 pav., išnyksta neigiamasis grįžtamasis ryšys, dėl to koeficientas $K^*_{\mathrm{u\,s}} \Rightarrow K_{\mathrm{u\,s}}$ (pirmoji d.– (1.297), (1.377)). BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.121 pav., kai $R_\mathrm{G} \Rightarrow 0$ srovės neigiamasis grįžtamasis ryšys išlieka (2.439). Kita vertus, kai neigiamojo grįžtamojo ryšio varža $R_\mathrm{dg} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^*_{\mathrm{u\,s}} \Rightarrow K_{\mathrm{u\,s}}/\big(1 + R_\mathrm{G}/r_{\mathrm{G}}(\omega)\big)$, o kai varža $R_\mathrm{dg} \Rightarrow$ $\Rightarrow 0$, koeficientas $K^*_{\mathrm{u\,s}} \Rightarrow 0$, nes šiuo atveju turime labai stiprų neigiamąjį grįžtamąjį ryšį $\gamma_{\mathrm{u\,o}} \Rightarrow \infty$, ir todėl įtampos stiprinimas išnyksta.

Kai varža $R_\mathrm{G} >> r^*_{\mathrm{in\,s}}$ (2.442), įėjime U_{in} poveikio signalo šaltinis $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ vis labiau atitinka srovės šaltinį $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$, nes $R_\mathrm{i} \Rightarrow \infty$. Todėl tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{\mathrm{u\,s}}$ apibrėžtis (2.445) netenka prasmės, nes šiuo atveju $K^*_{\mathrm{u\,s}} \Rightarrow 0$. Taigi, šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{\mathrm{i\,s}}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.383)), BI stiprinimo pakopoje (2.122 pav.) su įtampos neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, nulemto rezistoriaus R_dg, yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{\mathrm{i\,s}} = \partial I_{\mathrm{iš}\,\sim}/\partial I_{\mathrm{in}\,\sim} = \partial I_{\mathrm{Ra}\,\sim}/(\partial I_{\mathrm{G}\,\sim} + \partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim}) =$$

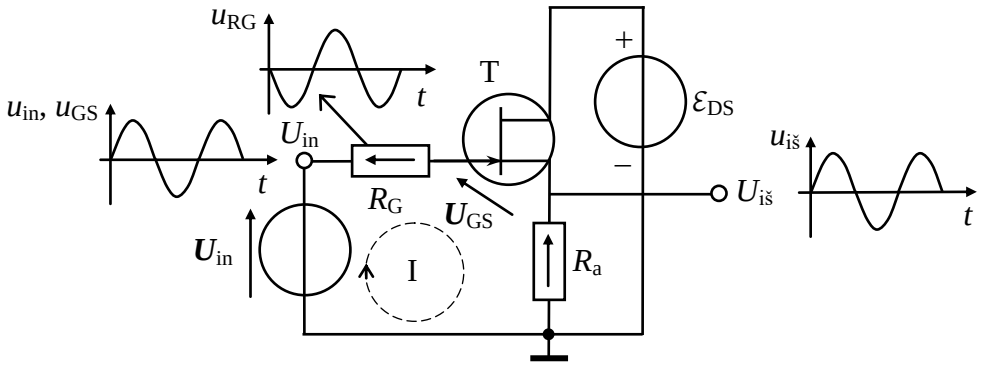
$$= [(\partial I_{\mathrm{D}\,\sim} - \partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim})/\partial I_{\mathrm{G}\,\sim}]/(1 + \partial I_{\mathrm{Rdg}\,\sim}/\partial I_{\mathrm{G}\,\sim}) =$$

$$= [K_{\rm i}(\omega) - r_{\rm G}(\omega)/(R_{\rm dg} + R_{\rm a}\|r_{\rm DS}(\omega))]/[1 + r_{\rm G}(\omega)/(R_{\rm dg} + R_{\rm a}\|r_{\rm DS}(\omega))], \quad (2.445)$$

ir iš čia matome: kai $R_{\rm dg} \Rightarrow \infty$, koeficientas $K^*_{\rm i\,s} \Rightarrow K_{\rm i}(\omega)$ (pirmoji d.– (1.383)) , o kai $R_{\rm dg} \Rightarrow$ $\Rightarrow 0$, koeficientas $K^*_{\rm i\,s} < K_{\rm i}(\omega)$, ir laikoma, kad $|(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot C)^{-1}| << R_{\rm dg}$.

Iš gautų išraiškų (2.444) ir (2.445) matome: BI stiprinimo pakopoje, parodytoje 2.122 pav., neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus $R_{\rm dg}$ varžos vertė turi būti parinkta kompromiso būdu – ši vertė neturi būti nei per didelė, nei per maža. Dažniausiai rezistoriaus $R_{\rm dg}$ varža yra parenkama iš sąlygos: $R_{\rm dg} \approx R_{\rm a}$. Kita vertus, reikia pasakyti, kad rezistoriaus $R_{\rm dg}$ varža lemia tiesioginį įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ prasiskverbimą į BI stiprinimo pakopos (2.122 pav.) išėjimą $U_{\rm iš}$. Kadangi išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\rm iš}$ arba $\boldsymbol{I}_{\rm iš}$ atitinkamos fazės $\varphi_{\rm iš\,u,\,i}$ yra priešingos įėjime $U_{\rm in}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\rm in}$ atitinkamoms fazėms $\varphi_{\rm in\,u,\,i}$: $|\varphi_{\rm in\,u,\,i} - \varphi_{\rm iš\,u,\,i}| = 180^{\rm o} \equiv \pi$, tai ši BI schemos savybė lemia papildomą išėjimo $U_{\rm iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\rm iš}$ arba $\boldsymbol{I}_{\rm iš}$ sumažėjimą. Dėl to, esant aukštiems dažniams $\omega \geq 2\cdot\pi\cdot 10$ MHz, neigiamasis grįžtamasis ryšys BI stiprinimo pakopoje dažniausiai yra realizuojamas rezistoriumi $R_{\rm S}$ (2.121 pav.). Todėl šiuo atveju galima atmesti tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\rm D\,o}, U_{\rm DS\,o}\}$ nustatantį antrąjį maitinimo įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{\rm GS}$ ir rezistorių $R_{\rm dg}$.

Grįžtamieji ryšiai BS ir IK stiprinimo pakopose – šiose schemose (2.83 pav., c ir d) išėjimo $U_{\rm iš}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\rm iš}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\rm iš}$ yra įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm a}$ arba (ir) srovė $\boldsymbol{I}_{\rm a}$ apkrovos rezistoriuje $R_{\rm a}$, įjungtame į ištakos S grandinę. Todėl šiose stiprinimo pakopose veikia *šimtaprocentinis srovės neigiamasis grįžtamasis ryšis* ir tai lemia šių schemų elektrines savybes ir taikymo ypatybes. BS ir IK stiprinimo pakopų įėjimo $U_{\rm in} \rightarrow R_{\rm in\,sk}$, $r_{\rm in\,sk}$ ir išėjimo $U_{\rm iš} \rightarrow R_{\rm iš\,sk}$, $r_{\rm iš\,sk}$ atitinkamų varžų vertės ir išraiškos pastoviajai ir kintamajai srovėms buvo aptartos ir gautos anksčiau ((2.289), (2.291), (2.296) ir (2.297)). Čia papildomai grįžtamojo ryšio požiūriu išnagrinėsime BS ir IK stiprinimo pakopų be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$ įėjime $U_{\rm in}$ elektrines savybes. To siekdami nagrinėsime IK stiprinimo pakopą su sandūriniu atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriumi T, kurios schema yra parodytą 2.124 pav., ir čia pasakysime, kad IK stiprinimo pakopos elektrinės savybės atitinka ir rečiau taikomos BS stiprinimo pakopos elektrines savybes ir charakteristikas.



2.124 pav. Grįžtamieji ryšiai IK stiprinimo pakopoje

Iš 2.124 pav. matome: IK stiprinimo pakopos įėjimo $U_{\rm in}$ grandinės kontūrui I galima parašyti akivaizdžią veikiančių kintamųjų įtampų sumos lygtį – antrąją Kirchhofo taisyklę (2.11)):

$$\boldsymbol{U}_{\rm in} - \boldsymbol{U}_{\rm RG} - \boldsymbol{U}_{\rm GS} - \boldsymbol{U}_{\rm Ra} = 0, \quad (2.446)$$

čia: $\boldsymbol{U}_{\rm RG} = \boldsymbol{I}_{\rm in}\cdot R_{\rm G} = \boldsymbol{I}_{\rm G}\cdot R_{\rm G}$; $\boldsymbol{U}_{\rm Ra} = \boldsymbol{I}_{\rm S}\cdot R_{\rm a}$, o atitinkamų kompleksinių įtampų vektorių kryptys 2.124 pav. yra parodytos rodyklėmis atitinkamose schemos rezistorių elementuose, kuriuose atitinkamų įtampų vektorių kryptys yra parinktos pirmojo pusperiodžio poliškumo atžvilgiu laikinėse atitinkamų įtampų kitimo diagramose.

Iš (2.446) gauname įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm GS}$ tarp tranzistoriaus T užtūros G ir ištakos S išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{\rm GS} = \boldsymbol{U}_{\rm in} - \boldsymbol{U}_{\rm RG} - \boldsymbol{U}_{\rm Ra}, \quad (2.447)$$

ir iš čia matome, jog įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RG}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra}}$ atitinkamos fazės $\varphi_{\mathrm{RG,\,Ra}}$ atitinkamuose rezistoriuose R_{G} ir R_{a} yra vienodos ir kartu priešingos įėjime U_{in} poveikio signalo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ fazei φ_{in} $|\varphi_{\mathrm{in}} - \varphi_{\mathrm{RG,\,Ra}}| = 180^{\mathrm{o}} \equiv \pi$. Todėl turime du neigiamuosius grįžtamuosius ryšius.

Įėjimo U_{in} signalui $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ varža R_{G} sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl kurio įtakos padidėja IK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varžos $R^{*}_{\mathrm{in\,sk}}$ ir $r^{*}_{\mathrm{in\,sk}}$ (2.289). Akivaizdu, jog šios varžos padidėja ir dėl į ištakos S grandinę įjungto apkrovos rezistoriaus R_{a} varžos, kuri sukuria papildomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį (2.447). Taigi, 2.124 pav. parodytos IK stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinės kontūrui I galima parašyti:

$$R^{*}_{\mathrm{in\,sk}} = U_{\mathrm{in}=}/I_{\mathrm{in}=} = U_{\mathrm{in}=}/I_{\mathrm{G}=} \approx \infty, \tag{2.448}$$

nes šiuolaikinių lauko tranzistorių užtūros G pastovioji srovė $I_{\mathrm{G}=} = (10^{-8}\text{–}10^{-10})$ A $\Rightarrow 0$.

Analogiškai įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r^{*}_{\mathrm{in\,sk}}$ kintamosios srovės $I_{\mathrm{in}\sim}$ atveju yra išreiškiama taip:

$$r^{*}_{\mathrm{in\,sk}} = \partial U_{\mathrm{in}\sim}/\partial I_{\mathrm{in}\sim} = R_{\mathrm{G}} + r^{*}_{\mathrm{G}}(\omega), \tag{2.449}$$

čia varžos $r^{*}_{\mathrm{G}}(\omega)$ išraiška yra gauta anksčiau (2.437), ir varžos $r_{\mathrm{G}}(\omega)$ išraiškoje (pirmoji d.– (1.368)) tariame, kad $R_{\mathrm{a}} = 0$.

Rezistorių R_{G} ir R_{a} lemiami neigiamieji grįžtamieji ryšiai daro įtaką IK stiprinimo pakopos (2.124 pav.) įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ diferencialiniam stiprinimo-perdavimo koeficientui $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}}$, kurio išraiška įėjimo U_{in} kontūrui I yra parašoma taip:

$$K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} = \partial U_{\mathrm{iš}\sim}/\partial U_{\mathrm{in}\sim} = (\partial U_{\mathrm{in}\sim} - \partial U_{\mathrm{RG}\sim} - \partial U_{\mathrm{GS}\sim})/\partial U_{\mathrm{in}\sim} =$$

$$= 1 - [\partial I_{\mathrm{G}\sim}\cdot R_{\mathrm{G}} + \partial I_{\mathrm{G}\sim}\cdot r_{\mathrm{G}}(\omega)]/\partial U_{\mathrm{in}\sim} = 1 - [R_{\mathrm{G}} + r_{\mathrm{G}}(\omega)]/r^{*}_{\mathrm{in\,sk}}, \tag{2.450}$$

čia išvesdami pasinaudojome išraiška (2.446) ir akivaizdžia tapatybe: $\partial I_{\mathrm{in}\sim} = \partial I_{\mathrm{G}\sim}$, o varžos $r_{\mathrm{G}}(\omega)$ išraiškoje (pirmoji d.– (1.368)) laikome, kad $R_{\mathrm{a}} = 0$.

Iš gautos išraiškos (2.451) matome: IK, o taip pat ir BS stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficientas $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}}$ yra ne didesnis už vienetą – $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} \le 1$. Kai $R_{\mathrm{G}} \Rightarrow$ $\Rightarrow 0$, įėjime U_{in} poveikio signalo šaltinis $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ vis labiau atitinka pastoviosios arba kintamosios įtampos šaltinį ($R_{\mathrm{i}} = 0$). Todėl koeficientas $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} \Rightarrow 1 - r_{\mathrm{G}}(\omega)/r^{*}_{\mathrm{G}}(\omega)$ ir ši vertė priklauso nuo varžos R_{a} kaip varžos $r^{*}_{\mathrm{G}}(\omega)$ funkcija (2.437). Iš čia, kai $R_{\mathrm{a}} \Rightarrow 0$, koeficientas $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} \Rightarrow 0$, nes santykis $r_{\mathrm{G}}(\omega)/r^{*}_{\mathrm{G}}(\omega) \Rightarrow 1$, o kai $R_{\mathrm{a}} \Rightarrow \infty$, vertė $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} \Rightarrow 1$.

Kai $R_{\mathrm{G}} \Rightarrow \infty$, įėjime U_{in} poveikio signalo šaltinis $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ vis labiau atitinka pastoviosios $I_{\mathrm{in}=}$ arba kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ šaltinį ($R_{\mathrm{i}} = \infty$), ir šiuo atveju iš (2.450) bei (2.449) matome, kad $K^{*}_{\mathrm{u\,sk}} \Rightarrow 0$. Todėl 2.124 pav. parodyta IK stiprinimo pakopa nustoja veikti ir šiuo atveju negalime taikyti srovės stiprinimo-perdavimo koeficiento skaičiavimo, nes vienpolio tranzistoriaus T užtūros G grandinėje nebėra nuotėkio varžos R_{G}. Taip bus ir BI stiprinimo pakopoje (2.122 pav.), kai ji yra realizuojama tik esant vienam maitinimo įtampos šaltiniui $\mathcal{E}_{\mathrm{DS}}$, o rezistorius R ir maitinimo įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{\mathrm{GS}}$ yra išjungti, kai $R_{\mathrm{a}} > 0$. Akivaizdu, kad įėjime U_{in} esant srovės šaltiniui $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$, įėjimo U_{in} grandine tekanti poveikio srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ įkraus užtūros G talpą C_{G} ir joje atsirandanti užtūros G įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{G}}$ moduliuos lauko tranzistoriaus T kanalo varžą R_{k} (pirmoji d.– (1.328), (1.340), (1.354)). Taigi, matome, jog ir su srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ įėjime U_{in}, IK bei BI stiprinimo pakopos nenustoja veikti. Todėl dėl tekančios harmoninės poveikio srovės $i_{\mathrm{in}}(t) = I_{\mathrm{o\,in}}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ užtūros G talpoje C_{G} atsirandančios užtūros G įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{G}}$ išraišką $u_{\mathrm{G}}(t)$ surasime iš anksčiau pateiktos išraiškos (2.14):

$$u_{\mathrm{G}}(t) = (1/C_{\mathrm{G}})\cdot\int i_{\mathrm{in}}(t)\cdot\mathrm{d}\,t = [I_{\mathrm{o\,in}}/(\omega\cdot C_{\mathrm{G}})]\cdot\int \sin(\omega\cdot t)\cdot\mathrm{d}(\omega\cdot t) =$$

$$= -[I_{\mathrm{o\,in}}/(\omega\cdot C_{\mathrm{G}}]\cdot\cos(\omega\cdot t) + U, \tag{2.451}$$

čia integravimo konstantą U yra randama iš pradinių sąlygų: kai $t = 0$, $u_{\mathrm{G}}(t) = U_{\mathrm{G\,o}}$ – užtūros G pastovioji įtampa tranzistoriaus T veikos taške ($I_{\mathrm{S\,o}}$, $U_{\mathrm{SD\,o}}$}, ir iš čia bei (2.451) randame:

$$u_{\mathrm{G}}(t) = I_{\mathrm{o\,in}}/(\omega\cdot C_{\mathrm{G}}) + U_{\mathrm{G\,o}}, \tag{2.452}$$

ir iš čia, bei (2.451), gauname:

$$u_{\mathrm{G}}(t) = [I_{\mathrm{o\,in}}/(\omega \cdot C_{\mathrm{G}})] \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] + U_{\mathrm{G\,o}}. \qquad (2.453)$$

Akivaizdu, jog užtūros G talpą C_{G} įkraunanti srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ pasiskirsto į dvi išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ grandinės šakas – BI schemoje (2.122 pav.) per rezistorius R_{S} ir R_{a}, o IK schemoje (2.124 pav.) per rezistorių R_{a} ir santakos D grandinę. Per rezistorių R_{S} (2.122 pav.) tekantis srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ sandas $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}}$ sukuria įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RS\,in}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}} \cdot R_{\mathrm{S}}$, o per rezistorių R_{a} (2.124 pav.) tekantis srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ sandas $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,a}}$ – įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra\,in}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,a}} \cdot R_{\mathrm{a}}$. Aišku, kad šių srovių sandų ir kartu atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RS\,in}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra\,in}}$ fazės $\varphi_{\mathrm{RS\,in,\,Ra\,in}}$ yra vienodos ir sutampa su poveikio srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ faze $\varphi_{\mathrm{in}} = \varphi_{\mathrm{RS\,in,\,Ra\,in}}$. Todėl abiejose BI ir IK stiprinimo pakopose atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RS\,in,\,Ra\,in}}$ mažina užtūros-ištakos įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{GS}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{G}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{RS,\,Ra\,in}}$ – veikia parazitinis srovės neigiamasis grįžtamasis ryšys. BI schemoje (2.122 pav.) įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra\,in}}$ yra parazitinio prasiskverbimo signalas ir taip pat mažina išėjimo įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$. Dėl įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{GS}}$ poveikio yra moduliuojama lauko tranzistoriaus T kanalo varža R_{k} ir dėl to atsiranda ištakos S ir santakos D atitinkami srovių sandai $\boldsymbol{I}_{\mathrm{S,\,D}}$, kurių vertės gali būti išreikštos per vienpolio tranzistoriaus T statumą S_{s} (pirmoji d.– (1.282)) taip:

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{S}} \cong \boldsymbol{I}_{\mathrm{D}} = S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{GS}}. \qquad (2.454)$$

BI stiprinimo pakopos (2.122 pav., kurioje $R_{\mathrm{i}} \Rightarrow \infty$) su srovės šaltiniu $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ įėjime U_{in}, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}} &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{D}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra\,in}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{D}} \cdot R_{\mathrm{a}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,D}} \cdot R_{\mathrm{a}} = R_{\mathrm{a}} \cdot (S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{GS}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,D}}) \cong \\ &\cong R_{\mathrm{a}} \cdot (S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{G}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,D}}) \approx R_{\mathrm{a}} \cdot S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{G}}, \end{aligned} \qquad (2.455)$$

čia apytikslės išraiškos yra parašytos tarus, kad $\boldsymbol{U}_{\mathrm{RS\ in}} \cong 0$ dėl pakankamai didelės šuntuojančio kondensatoriaus C_{S} talpos; $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\ D}} \cong 0$, nes dažniausiai lauko tranzistoriaus T parazitinė talpa $C_{\mathrm{GD}} << C_{\mathrm{GS}}$ (pirmoji d.– 1.109 pav.), o įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{G}}$ išraiškoje (2.453) yra atmetamas pastoviosios įtampos narys $U_{\mathrm{G\,o}}$.

IK stiprinimo pakopos (2.124 pav.), kurios įėjime U_{in} yra srovės šaltinis $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ ($R_{\mathrm{i}} = 0$), išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ yra išreiškiama taip:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}} &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{S}} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{Ra\,in}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{S}} \cdot R_{\mathrm{a}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}} \cdot R_{\mathrm{a}} = R_{\mathrm{a}} \cdot (S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{GS}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}}) = \\ &= R_{\mathrm{a}} \cdot [S_{\mathrm{s}} \cdot (\boldsymbol{U}_{\mathrm{G}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}) + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}})] \cong R_{\mathrm{a}} \cdot [S_{\mathrm{s}} \cdot (\boldsymbol{U}_{\mathrm{G}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}) + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in}})]. \end{aligned} \qquad (2.456)$$

Iš čia bei (2.453) randame:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}} &\cong (S_{\mathrm{s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{G}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in}})/(1/R_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{s}}) \rightarrow u_{\mathrm{iš}}(t) = \\ &= \{S_{\mathrm{s}} \cdot [I_{\mathrm{o\,in}}/(\omega \cdot C_{\mathrm{G}})] \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] + I_{\mathrm{o\,in}}\}/(1/R_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{s}}) = \\ &= S_{\mathrm{s}} \cdot I_{\mathrm{o\,in}} \cdot \{[1 - \cos(\omega \cdot t)]/(\omega \cdot C_{\mathrm{G}}) + 1\}/(1/R_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{s}}), \end{aligned} \qquad (2.457)$$

čia apytikslės išraiškos yra parašytos laikant, kad $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,S}} \cong \boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ ir atmetus $U_{\mathrm{G\,o}}$.

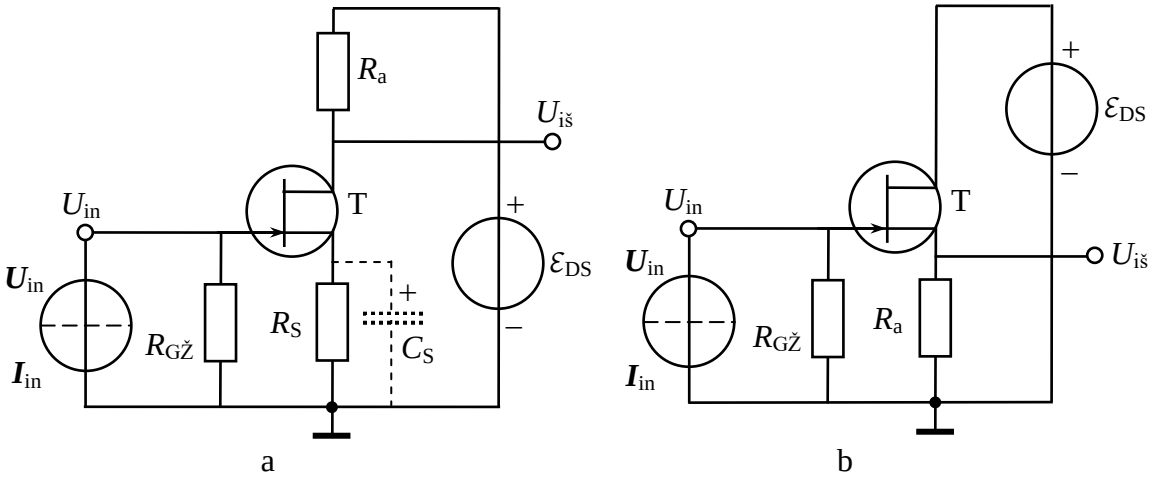
Iš gautų išraiškų (2.455) ir (2.457) matome: BI, taip pat ir IK stiprinimo pakopose su įėjime U_{in} įjungtu signalo $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ srovės šaltiniu ($R_{\mathrm{i}} = \infty$), į įėjimo U_{in} grandinę nuosekliai įjungto rezistoriaus R_{G} varža išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ vertei įtakos neturi, nes šiuo atveju rezistoriaus R_{G} varža nekeičia srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ vertės, ir todėl nesukuria neigiamojo grįžtamojo ryšio. Apkrovos rezistoriaus R_{a} varžos įtaka IK ir BI stiprinimo pakopų veikai, kai įėjime U_{in} turime signalo $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ srovės šaltinį, ir šiuo atveju išlieka esminė – susidaro neigiamasis grįžtamasis ryšys, kuris, kad ir kokio tipo būtų įėjimo U_{in} signalo šaltinis, atitinka srovės ir įtampos mišrųjį grįžtamąjį ryšį (2.111 pav., c). Todėl šis neigiamasis grįžtamasis ryšis IK stiprinimo pakopoje, analogiškai BK ir EK stiprinimo pakopoms, yra vadinamas *šimtaprocentiniu srovės neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu*.

Akivaizdu, kad BI ir IK stiprinimo pakopos su įėjime U_{in} įjungtu signalo $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ srovės šaltiniu ($R_{\mathrm{i}} = \infty$), ir neturinčios nuotėkio rezistoriaus $R_{\mathrm{G}} = \infty$ užtūros G grandinėje, negali

normaliai veikti su pastoviosios srovės šaltiniu $I_{\text{in}=}$ įėjime U_{in}. Šiuo atveju užtūros G talpoje C_{G} dėl tekančios pastoviosios poveikio srovės $I_{\text{in}=} = I_{\text{in o}}$ atsirandančią pastoviąją įtampą $U_{\text{G}=} = U_{\text{G o}}$ surasime iš anksčiau pateiktos išraiškos (2.14):

$$U_{\text{G o}} = (1/C_{\text{G}})\cdot\int_0^t I_{\text{in o}}\cdot \text{d}\,t = (I_{\text{in o}}/C_{\text{G}})\cdot\int_0^t \text{d}\,t = (I_{\text{in o}}/C_{\text{G}})\cdot t\,\big|_0^t = (I_{\text{in o}}/C_{\text{G}})\cdot t. \quad (2.458)$$

Iš (2.458) matome, jog užtūros įtampa $U_{\text{G o}}$ laike t neapibrėžtai didėja, kai $t \Rightarrow \infty$, įtampa $U_{\text{G o}} \Rightarrow \infty$. Taigi, iš čia darome akivaizdžią išvadą: BI ir IK stiprinimo pakopose su įvairiais lauko tranzistoriais į įėjimo U_{in} grandinę būtinai turi būti įjungtas užtūros G nuotėkio rezistorius $R_{\text{GŽ}}$, galvaniškai sujungiantis tranzistoriaus T užtūrą G su „žeme“. Šio rezistoriaus $R_{\text{GŽ}}$ vaidmenį 2.121 pav. ir 2.122 pav. parodytose schemose visais įėjimo U_{in} grandinės valdymo atvejais atlieka rezistoriai R, o 2.83 pav. parodytose schemose – tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{DG, DS o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių $R_1 \| R_2$ atstojamoji varža $R_{\|} = R_1\cdot R_2/(R_1 + R_2)$. Kitais atvejais, kai yra vienas maitinimo įtampos šaltinis $\mathcal{E}_{\text{DS}}$, vienpolio tranzistoriaus T jungimo schemos, pavyzdžiui, su sandūriniu atidarytojo n– kanalo tranzistoriumi T, yra parodytos 2.125 pav.



2.125 pav. BI (a) ir IK (b) stiprinimo pakopos su užtūros G nuotėkio rezistoriumi $R_{\text{GŽ}}$

Iš 2.125 pav. parodytų grandinių matome: abiejų schemų įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in s, sk}}$ pastoviajai srovei $I_{\text{in}=}$, kad ir kokio tipo būtų įėjime U_{in} įjungto signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinis, yra lygi $R_{\text{GŽ}}$, nes užtūros G pastovioji srovė $I_{\text{G}=} \approx 0$, ir todėl $R^*_{\text{in s, sk}} \cong R_{\text{GŽ}}$. Kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ atveju įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r^*_{\text{in s, sk}}$ jau priklauso nuo schemos tipo.

BI stiprinimo pakopos atveju (2.125 pav., a) įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r^*_{\text{in s}}$, kai yra įjungtas rezistorių R_S šuntuojantis kondensatorius $C_S > 0$, analogiškai išraiškai (2.436), yra parašoma taip:

$$r^*_{\text{in s}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} \cong r_{\text{G}}(\omega)\|R_{\text{GŽ}} = r_{\text{G}}(\omega)\cdot R_{\text{GŽ}}/[r_{\text{G}}(\omega) + R_{\text{GŽ}}], \quad (2.459)$$

čia $r_{\text{G}}(\omega)$ yra apskaičiuojama iš anksčiau gautos išraiškos (pirmoji d.– (1.368)), kurioje varža $R_a = R_D$, o apytikslė išraiška yra parašyta tarus, kad $|1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_S| << R_S$.

IK stiprinimo pakopos atveju (2.125 pav., b) įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r^*_{\text{in sk}}$, analogiškai išraiškai (2.449), yra parašoma taip:

$$r^*_{\text{in sk}} = \partial U_{\text{in}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} \cong r^*_{\text{G}}(\omega)\|R_{\text{GŽ}} = r^*_{\text{G}}(\omega)\cdot R_{\text{GŽ}}/[r^*_{\text{G}}(\omega) + R_{\text{GŽ}}], \quad (2.460)$$

čia $r^*_{\text{G}}(\omega)$ yra apskaičiuojama iš anksčiau gautos išraiškos (2.437), atsižvelgiant į ten padarytas prielaidas.

2.125 pav. parodytų BI ir IK stiprinimo pakopų išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža $R^*_{\text{iš s, sk}}$ pastoviajai srovei $I_{\text{iš}=}$ nepriklauso nuo į įėjimo U_{in} grandinę įjungto įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinio tipo ir yra išreiškiamos taip:

$$R^*_{\text{iš s}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = R_a\|(R_{\text{DS s}} + R_S) = R_a\cdot(R_{\text{DS s}} + R_S)/(R_a + R_{\text{DS s}} + R_S), \quad (2.461)$$

$$R^*_{\text{iš sk}} = U_{\text{iš}=}/I_{\text{iš}=} = R_\text{a}\|R_{\text{DS s}} = R_\text{a}\cdot R_{\text{DS s}}/(R_\text{a} + R_{\text{DS s}}). \qquad (2.462)$$

Akivaizdu, kad 2.125 pav. parodytų BI ir IK stiprinimo pakopų išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinė varža $r^*_{\text{iš s, sk}}$ kintamajai srovei $I_{\text{iš}\sim}$ priklauso nuo į įėjimo U_{in} grandinę įjungto įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinio tipo. Tai nusako įėjime U_{in} įjungto signalo šaltinio vidinės varžos R_i vertė, ir $r^*_{\text{iš s, sk}}$ yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} r^*_{\text{iš s}} &= \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} \cong \left|R_\text{a}\|r_{\text{DS s}}\|[1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_{\text{GD}}) + R_\text{i}\|R_{\text{GŽ}}]\right|, \\ r^*_{\text{iš sk}} &= \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{iš}\sim} = \left|R_\text{a}\|r_{\text{DS s}}\|[1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_{\text{GS}}) + R_\text{i}\|R_{\text{GŽ}}]\right|, \end{aligned}\right\} \qquad (2.463)$$

čia apytikslė išraiška BI stiprinimo pakopai yra parašyta laikant, kad $|1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_\text{S})| << R_\text{S}$.

Iš (2.463) matome: kai į 2.125 pav. parodytų BI ir IK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} grandinę yra įjungtas įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įtampos šaltinis ($R_\text{i} = 0$), išraiškose (2.463) vidinė varža $R_\text{i} = 0$, ir todėl užtūros G nuotėkio varžos $R_{\text{GŽ}}$ įtakos nebelieka. Šiuo atveju schemos išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinė varža $r^*_{\text{iš s, sk}}$ priklauso nuo lauko tranzistoriaus T užtūros G talpos C_G sandų C_{GD} ir C_{GS} (pirmoji d.– 1.109 pav.), dėl kurių įtakos, didėjant įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniui ω, varžos $r^*_{\text{iš s, sk}}$ mažėja. Dažniausiai šiuolaikiniuose lauko tranzistoriuose $C_{\text{GD}} << << C_{\text{GS}}$, todėl šis reiškinys stipriau pasireiškia IK stiprinimo pakopoje (2.125 pav., b). Kai į 2.125 pav. parodytų BI ir IK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} grandinę yra įjungtas įėjimo signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ srovės šaltinis ($R_\text{i} = \infty$), išraiškose (2.463) vidinė varža $R_\text{i} = \infty$, ir todėl pasireiškia užtūros G nuotėkio varžos $R_{\text{GŽ}}$ įtaka (išraiškose (2.463) nebelieka varžos R_i). Šiuo atveju, esant didelėms varžos $R_{\text{GŽ}}$ vertėms – $R_{\text{GŽ}} > 100$ kΩ, užtūros G pastoviosios įtampos $U_{\text{G o}}(t)$ nusistovėjimo laikas Δt_G yra pakankamai lėtas – jo trukmė Δt_G yra proporcinga užtūros G laiko konstantai $\tau_\text{G} = R_{\text{GŽ}}\cdot C_\text{G}$, ir iš čia $\Delta t_\text{G} \cong 2{,}2–2{,}3\cdot\tau_\text{G}$. Laiko konstanta τ_G turi įtakos BI ir IK stiprinimo pakopų įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_\text{u}(\text{j}\cdot\omega)$ dažninės charakteristikos $K_\text{u}(\omega)$ aukštajam ribiniam dažniui $\omega_{\text{r a}}$ labai aukštų dažnių $\omega > 2\cdot\pi\cdot 100$ MHz srityje, dėl to šių stiprinimo pakopų atitinkami ribiniai dažniai $\omega_{\text{r a (s)}}$ ir $\omega_{\text{r a (sk)}}$ yra mažesni už lauko tranzistoriaus T ribinį dažnį ω_u (pirmoji d.– (1.379)). Todėl, sudarant BI ir IK stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} grandinę, yra būtina užtikrinti kuo mažesnę τ_G vertę.

Kai BI stiprinimo pakopos, parodytos 2.125 pav., a, įėjime U_{in} yra įjungtas įtampos šaltinis $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ($R_\text{i} = 0$), kintamosios įėjimo įtampos $U_{\text{in}\sim}$ diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}^*_{\text{u s}}$ yra išreiškiamas analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.297), kurioje $R_\text{a} = R_\text{D}$, nes neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorius R_S yra šuntuotas pakankamai didelės talpos kondensatoriumi $C_\text{S} \geq 5$ μF. Kai įėjime U_{in} veikia pastovioji įtampa $U_{\text{in}=}$, dėl rezistoriaus R_S įtakos atsiranda srovės neigiamasis grįžtamasis ryšys, ir tai lemia pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ mažesnę stiprinimo koeficiento $K^*_{\text{U s}}$ vertę, kurią, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.295)), parašysime taip:

$$K^*_{\text{U s}} = U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = U_{\text{iš}=}/(U_{\text{GS}=} + U_{\text{RS}=}) = (U_{\text{iš}=}/U_{\text{GS}=})/(1 + U_{\text{RS}=}/U_{\text{GS}=}) =$$

$$= K_{\text{U s}}/(1 + I_{\text{S}=}\cdot R_\text{S}/U_{\text{GS}=}) = K_{\text{U s}}/(1 + S_{\text{s o}}\cdot R_\text{S}), \qquad (2.464)$$

čia: $S_{\text{s o}} = I_{\text{D, S}=}/U_{\text{GS}=}$ – vienpolio tranzistoriaus T „statumas“ pastoviajai srovei ($S_{\text{s o}} \neq S_\text{s}$).

Analogiškai išraiškai (2.450), kai IK stiprinimo pakopos, parodytos 2.125 pav., b, įėjime U_{in} yra įjungtas įtampos šaltinis $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ($R_\text{i} \Rightarrow 0$), įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $U_{\text{in}\sim}$ diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K^*_{\text{u sk}}$ yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{\text{u sk}} = \partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim} = (\partial U_{\text{in}\sim} - \partial U_{\text{GS}\sim})/\partial U_{\text{in}\sim} = 1 - \partial U_{\text{GS}\sim}/\partial U_{\text{in}\sim} \cong$$

$$\cong 1 - (\partial I_{\text{S}\sim}/S_\text{s})/\partial U_{\text{in}\sim} = 1 - \partial U_{\text{iš}\sim}/(S_\text{s}\cdot R_\text{a}\cdot\partial U_{\text{in}\sim}) = 1 - K^*_{\text{u sk}}/(S_\text{s}\cdot R_\text{a}), \qquad (2.465)$$

ir iš čia galutinai randame:

$$K^*_{\text{u sk}} \cong 1/[1 + 1/(S_\text{s}\cdot R_\text{a})]. \qquad (2.466)$$

Analogiškai išėjimo $U_{\text{iš}}$ pastoviosios įtampos $U_{\text{iš}=}$ sando, atsirandančio dėl įėjimo U_{in}

pastoviosios įtampos $U_{\text{in}=}$ poveikio, perdavimo koeficientas $K^*_{\text{U sk}}$ yra:

$$K^*_{\text{U sk}} = U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=} = 1/[1 + 1/(S_{\text{s o}}\cdot R_{\text{a}})]. \tag{2.467}$$

Iš gautų išraiškų (2.466) ir (2.467) matome: IK (2.125 pav., b), taip pat ir BS stiprinimo pakopų įėjimo U_{in} įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir $U_{\text{in}=}$ perdavimo koeficientai ne didesni už vienetą – $K^*_{\text{u, U sk}} \le 1$, ir priklauso tik nuo grįžtamojo ryšio rezistoriaus varžos – apkrovos rezistoriaus R_{a}. Kai $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$, koeficientai $K^*_{\text{u, U sk}} \Rightarrow 0$, o kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$, koeficientai $K^*_{\text{u, U sk}} \Rightarrow$ $\Rightarrow 1$.

Kai IK stiprinimo pakopos, parodytos 2.125 pav., b, įėjime U_{in} yra įjungtas srovės šaltinis $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ ($R_{\text{i}} \Rightarrow \infty$), tradicinė įėjimo U_{in} kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $K^*_{\text{u sk}}$ apibrėžtis (2.465) nėra taikoma. Šiuo atveju turime įėjimo U_{in} kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ perdavimo-stiprinimo koeficientą $K^*_{\text{i sk}}$, kuris, analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.383)), IK, taip pat ir BS stiprinimo pakopose su užtūros G nuotėkio rezistoriumi $R_{\text{GŽ}}$, yra išreiškiamas taip:

$$K^*_{\text{i sk}} = \partial I_{\text{iš}\sim}/\partial I_{\text{in}\sim} = \partial I_{\text{S}\sim}/(\partial I_{\text{G}\sim} + \partial I_{\text{RGŽ}\sim}) = (\partial U_{\text{iš}\sim}/R_{\text{a}})/(\partial I_{\text{G}\sim} + \partial U_{\text{RGŽ}\sim}/R_{\text{GŽ}}) =$$

$$= (\partial U_{\text{iš}\sim}/\partial U_{\text{RGŽ}\sim})/[R_{\text{a}}\cdot(\partial I_{\text{G}\sim}/\partial U_{\text{RGŽ}\sim} + 1/R_{\text{GŽ}})] = K^*_{\text{u sk}}/[R_{\text{a}}\cdot(1/r^*_{\text{G}}(\omega) + 1/R_{\text{GŽ}})] =$$

$$= K^*_{\text{u sk}}\cdot(r^*_{\text{in sk}}/R_{\text{a}}), \tag{2.468}$$

čia išvesdami pasinaudojome išraiška (2.460) ir akivaizdžia tapatybe $\partial U_{\text{RG}\sim} = \partial U_{\text{in}\sim}$.

Kai įėjime U_{in} veikia nuolatinė srovė $I_{\text{in}=}$, turime:

$$K^*_{\text{I sk}} = I_{\text{iš}=}/I_{\text{in}=} = (U_{\text{iš}=}/R_{\text{a}})/(U_{\text{RGŽ}=}/R_{\text{GŽ}}) = K^*_{\text{U sk}}\cdot(R_{\text{GŽ}}/R_{\text{a}}), \tag{2.469}$$

čia išvesdami pasinaudojome išraiška (2.467).

2.125 pav. parodytų BI (a) ir IK (b) stiprinimo pakopų su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{\text{DS}}$ tranzistoriaus T veikos taškas $\{U_{\text{GS o}}, I_{\text{D o}}\}$ yra nustatomas parenkant atitinkamai rezistorių R_{S} ir R_{a} vertes. Šias vertes nustatome iš lauko tranzistoriaus T perdavimo charakteristikos $I_{\text{D}}(U_{\text{GS}})$, pavyzdžiui, atidarytojo n– kanalo sandūrinio lauko tranzistoriaus T (pirmoji d.– (1.281)), ir iš ten nustatome įtampą $U_{\text{GS o}}$, esant pasirinktai srovei $I_{\text{D o}} < I_{\text{D max}}$:

$$U_{\text{GS o}} = U_{\text{s}}\cdot[1 - (I_{\text{D o}}/I_{\text{D max}})^{1/2}]. \tag{2.470}$$

Iš čia randame rezistoriaus R_{S} arba R_{a} vertę:

$$R_{\text{S, a}} = U_{\text{GS o}}/I_{\text{D o}} = U_{\text{s}}\cdot[1 - (I_{\text{D o}}/I_{\text{D max}})^{1/2}]/I_{\text{D o}}. \tag{2.471}$$

Čia reikia pasakyti, kad gauta R_{S} arba R_{a} vertė (2.471) atitinka tik normalią lauko tranzistoriaus T veiką, kai tranzistoriaus T veikos taškas $\{U_{\text{GS o}}, I_{\text{D o}}\}$ yra išėjimo VACh sąsmaukos srityje, pavyzdžiui, taške c (2.85 pav.). Todėl maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{\text{DS}}$ įtampos vertė turi tenkinti sąlygą:

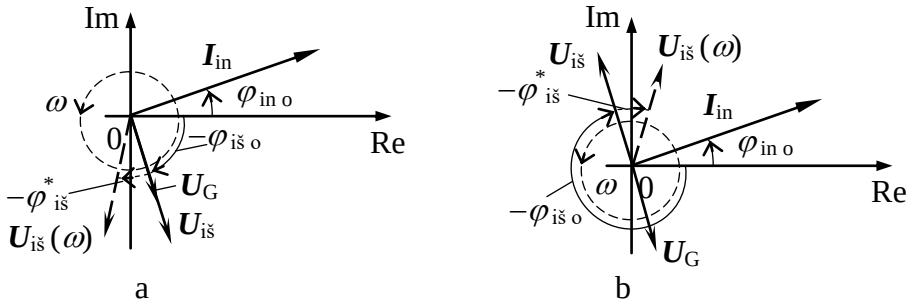
$$\left.\begin{array}{l} |\mathcal{E}_{\text{DS}}|/(R_{\text{a}} + R_{\text{S}}) > I_{\text{D max}} - \text{BI schemoje}, \\ \\ |\mathcal{E}_{\text{DS}}|/R_{\text{a}} > I_{\text{D max}} - \text{IK schemoje}. \end{array}\right\} \tag{2.472}$$

Šio skyrelio pabaigai pasakysime, jog BI ir IK stiprinimo pakopose su srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinių įėjimo U_{in} grandinėje, išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ pradinė fazė $\varphi_{\text{iš o}}$ įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ pradinės fazės $\varphi_{\text{in o}}$ atžvilgiu yra papildomai pasukta $-\pi/2$ rad (arba -90^{o}):

$$\left.\begin{array}{l} \varphi_{\text{iš o}} - \varphi_{\text{in o}} = -\pi - \pi/2 = -3\cdot\pi/2 - \text{BI schemoje}, \\ \\ \varphi_{\text{iš o}} - \varphi_{\text{in o}} = -\pi/2 - \text{IK ir BS schemose}, \end{array}\right\} \tag{2.472a}$$

ir tai matome iš išraiškų (2.453) ir (2.457).

Akivaizdu, jog didėjant signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ dažniui $\omega > 0$, kampas $\varphi^*_{\text{iš}}(\omega)$ didėja ir tai yra parodyta 2.125a pav.



2.125a pav. Išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ pradinė fazė $\varphi_{\text{iš o}}$ įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ pradinės fazės $\varphi_{\text{in o}}$ atžvilgiu, IK (BS) (a) ir BI (b) stiprinimo pakopose su lauko tranzistoriumi T, kai į įėjimo U_{in} grandinę yra įjungtas srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ šaltinis ($R_{\text{i}} = \infty$), čia $\varphi^{*}_{\text{iš}}(\omega) > \varphi_{\text{iš o}}$, kai $\omega > 0$ ir didėja

2.1.4. Elementariosios stiprinimo pakopos veikos analizė grafiniu metodu (grafinės analizės metodas)

Dažnai yra patogu tranzistorinę stiprinimo pakopą nagrinėti *grafinės analizės metodu* – analogiškai šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje pateiktu puslaidininkinio įtaiso diferencialinių parametrų nustatymui iš atitinkamų VACh. Grafinės analizės metodu išnagrinėsime BE stiprinimo pakopos (2.69 pav., b) veiką, kai įėjime U_{in} veikia harmoninis poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$. Grafinė analizė atliekama naudojant įėjimo ir išėjimo VACh, kurios yra parodytos 2.126 pav.

Iš 2.126 pav., a ir b matome, kad atitinkamai įėjimo ir išėjimo VACh plokštumose yra nubraižomos atitinkamų apkrovos rezistorių $R_{\text{BE e}}$ (pirmoji d.– (1.148)) ir $R_{\text{K}} = R_{\text{a}}$ apkrovos tiesės, kurios yra išreiškiamos taip:

$$I_{\text{B}} = I_{\text{B max}} - |U_{\text{BE}}|/R_{\text{BE e o}}, \qquad I_{\text{K}} = I_{\text{K max}} - |U_{\text{KE}}|/R_{\text{a}}, \tag{2.473}$$

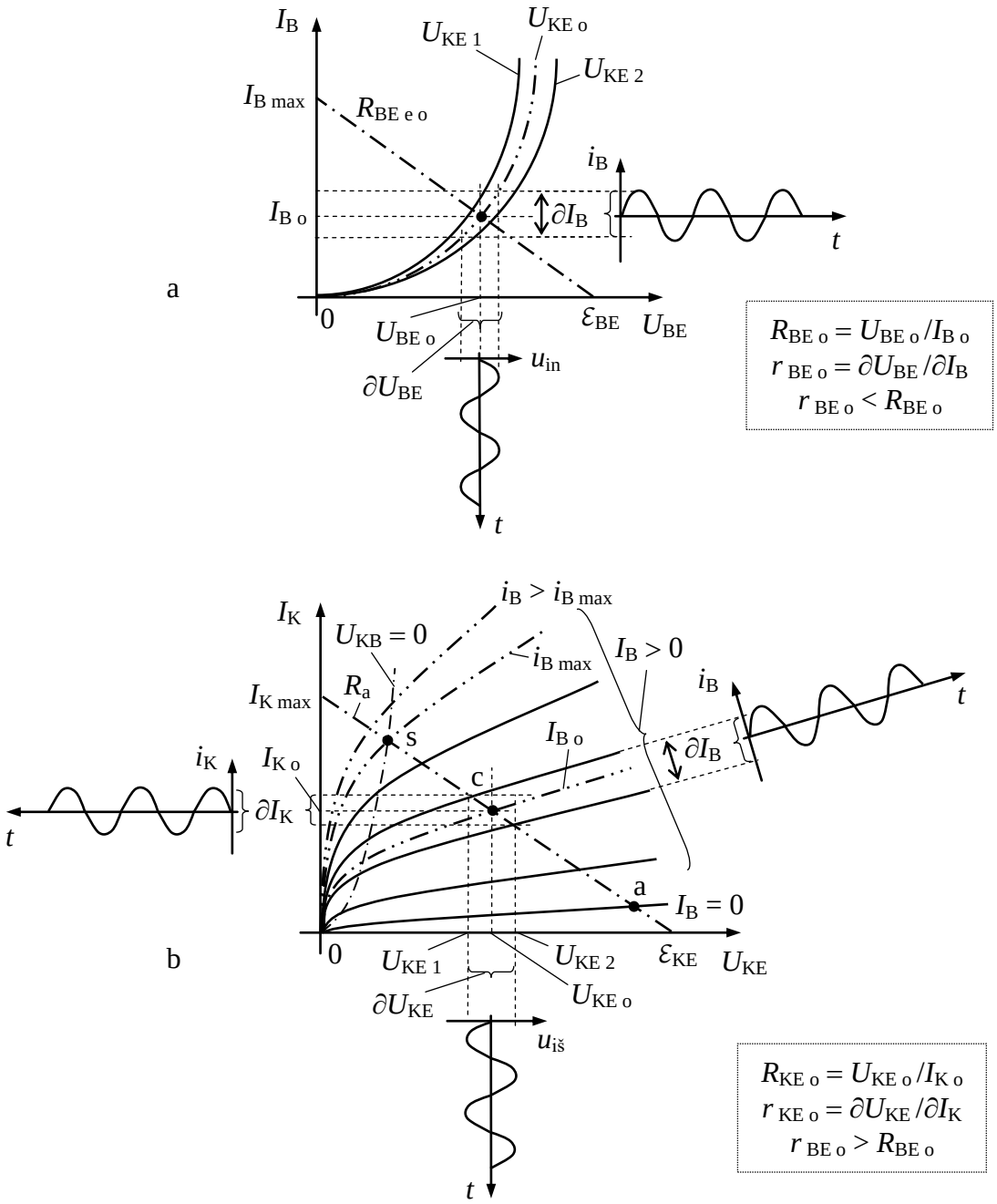
čia: $I_{\text{B max}} = \mathcal{E}_{\text{KE}} \cdot [R_2/(R_1 + R_2)]/R_{\text{BE e min}}$; $I_{\text{K max}} = |\mathcal{E}_{\text{KE}}|/R_{\text{a}}$ (apkrovų $R_{\text{BE e}}$ ir R_{a} atitinkamos tiesės 2.126 pav. yra parodytos brūkšninėmis-taškinėmis tiesėmis).

Bazės srovės I_{B} išraiškoje (2.473) maksimali vertė $I_{\text{B max}}$ yra parašyta esant sąlygai:

$$\mathcal{E}_{\text{KE}}/(R_1 + R_2) > (3\text{–}5) \cdot I_{\text{B max}}, \tag{2.474}$$

čia ekvivalentinis šaltinis $\mathcal{E}_{\text{BE}} = \mathcal{E}_{\text{KE}} \cdot [R_2/(R_1 + R_2)]$ tranzistoriaus T bazės B grandinėje turi atitikti įtampos šaltinio savybę – $R_{\text{i}} \Rightarrow 0$, ir iš $\mathcal{E}_{\text{BE}}$ išraiškos matome: tranzistoriaus T veikos tašką $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\} \Leftrightarrow \{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ patogiausia nustatyti parenkant rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ (2.69 pav., b) vienos iš varžų $R_{1,\,2}$ vertę, pavyzdžiui, rezistoriaus R_1 varžos vertę. Todėl rezistorius R_1 yra potenciometras. Čia reikia pasakyti, kad iš 2.126 pav. pateiktų VACh atitinkamuose veikos taškuose $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ ir $\{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ nustatome atitinkamas varžų R_{ij} ir r_{ij} pastoviąsias ir diferencialines vertes, čia indeksai ij atitinka tranzistoriaus T išvadų (kontaktų) raidinius žymenis – E, B ir K.

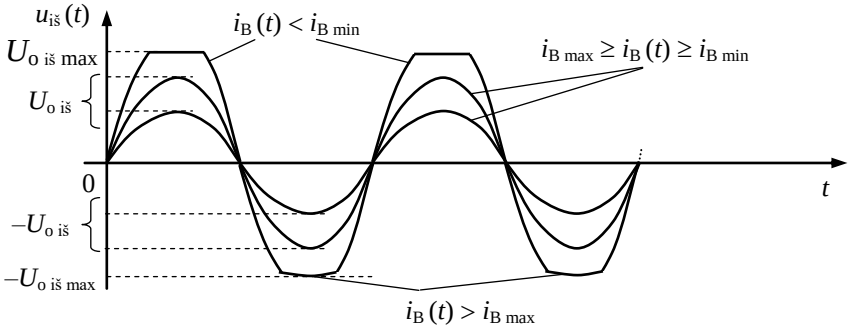
Iš 2.126 pav. matome: dėl įėjime U_{in} vikinčios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atsiranda bazės B kintamoji srovė $i_{\text{B}}(t)$, kuri žinomu būdu sužadina kolektoriaus K kintamąją srovę $i_{\text{K}}(t)$. Todėl apkrovos rezistoriuje R_{a} atsiranda išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (Omo dėsnis grandyno daliai). Čia reikia pasakyti, jog išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazė $\varphi_{\text{iš}}$ yra priešinga įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazei φ_{in} ($|\varphi_{\text{in}} - \varphi_{\text{iš}}| = 180^{\text{o}} \equiv \pi$, o srovių $i_{\text{B}}(t)$ ir $i_{\text{K}}(t)$ atitinkamos fazės φ^{*}_{in} ir $\varphi^{*}_{\text{iš}}$ sutampa su įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ faze φ_{in}, kai $\omega \Rightarrow 0$. Didinant įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ amplitudės $U_{\text{o in}}$ pokytį $(2 \cdot U_{\text{o in}}) = \partial U_{\text{BE}}$, proporcingai didėja ir bazės B srovės $i_{\text{B}}(t)$ dvigubos amplitudės pokytis ∂I_{B}, o kartu ir kolektoriaus K srovės $i_{\text{K}}(t)$ dvigubos amplitudės pokytis ∂I_{K} bei išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dvigubos amplitudės pokytis ∂U_{KE}. Akivaizdu, jog išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t



2.126 pav. BE stiprinimo pakopos (2.69 pav., b) veikos nustatymas grafinės analizės metodu, esant įėjime U_{in} harmoniniam signalui $\boldsymbol{U}_{in}$: a – įėjimo VACh, b – išėjimo VACh, čia atitinkamuose veikos taškuose $\{U_{BE\ o}, I_{B\ o}\}$ ir $\{U_{KE\ o}, I_{K\ o}\}$ taip pat nustatome R_{ij} ir r_{ij} pastoviąsias ir diferencialines vertes (indeksai ij atitinka tranzistoriaus T išvadų (kontaktų) raidinius žymenis – E, B ir K

diagrama išlieka artima harmoninei funkcijai sin $(\omega \cdot t)$ arba cos $(\omega \cdot t)$, kol didžiausia $i_{B\,max}(t)$ bei mažiausia $i_{B\,min}(t) \cong 0$ bazės B srovės $\boldsymbol{I}_B$ momentinės vertės $i_B(t)$, nustatančios tranzistoriaus momentinį veikos tašką $\{u_{BE}, i_B\}$, bus ribose tarp soties s bei atkirtos a taškų apkrovos tiesėje R_a (2.126 pav., b). Ši tranzistoriaus veika yra *tiesinė*, nes esant harmoniniam poveikiui $\boldsymbol{U}_{in}$, reakcija $\boldsymbol{U}_{iš}$ yra harmoninė. Kai įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ dvigubos amplitudės pokytis ∂U_{BE} yra padidinamas tiek, kad kintant srovei $i_B(t)$ tranzistoriaus T momentinis veikos taškas $\{u_{KE}, i_K\}$ išeina už soties s bei atkirtos a taškų ribų, vyksta išėjimo $U_{iš}$ įtampos $u_{iš}(t)$ laiko t diagramos iškraipymas, kuris pasireiškia išėjimo signalo $u_{iš}(t)$ teigiamo ir

neigiamo puspериodžių amplitudinių verčių $\pm U_{\text{o iš}}(t) \cong \text{const}$ – ribojimu, tai yra parodyta 2.127 pav., ir todėl ši tranzistoriaus T veika yra *netiesinė* – esant harmoniniam poveikiui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, reakcija $U_{\text{iš}\sim} \equiv u_{\text{iš}}(t)$ yra neharmoninė – išėjimo signalo $u_{\text{iš}}(t)$ arba (ir) $i_{\text{iš}}(t)$ dažnių spektras ω_{n} yra sudėtinis,čia $n = 1, 2, 3 \ldots$ – harmonikos numeris.



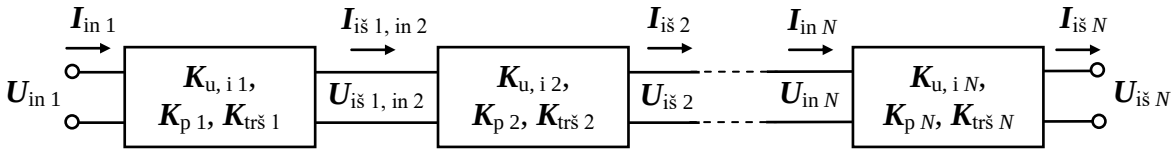
2.127 pav. BE stiprinimo pakopos su dvipoliu n–p–n tranzistoriumi T išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ laikinės diagramos, esant įėjime U_{in} harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}} \equiv U_{\text{o in}} \cdot \sin(\omega \cdot t \cdot + \varphi_{\text{o}})$

Kai tranzistoriaus T stacionarios veikos taškas $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\} \Leftrightarrow \{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ yra apkrovos tiesės R_{a} viduryje tarp taškų s ir a, pavyzdžiui, taške c (2.126 pav., b), esant šiam veikos atvejui, didėjant įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dvigubos amplitudės pokyčiui ∂U_{BE} vyksta simetriškas išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ teigiamo (dėl atkirtos) ir neigiamo (dėl soties) puspериodžių amplitudinių verčių $U_{\text{o iš}}$ ribojimas – $u_{\text{iš}}(t) = \pm U_{\text{o iš max}} = \text{const}$ – turime netiesinę veiką. Kai tranzistoriaus T stacionarios veikos taškas $\{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ yra arčiau soties taško s, tai, didėjant įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dvigubos amplitudės pokyčiui ∂U_{BE}, vyksta nesimetriškas išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ teigiamo ir neigiamo puspериodžių atitinkamų amplitudinių verčių $\pm U_{\text{o iš}}$ ribojimas. Kai dėl tranzistoriaus T soties yra ribojama neigiamų puspериodžių amplitudė $-U_{\text{o iš}}$ (2.127 pav. diagrama $i_{\text{B}}(t) > i_{\text{B max}}$), teigiamų puspериodžių amplitudė $+U_{\text{o iš}}$ dar neribojama (2.127 pav. diagrama $i_{\text{B}}(t) < i_{\text{B max}}$) ir todėl šiuo atveju taip pat turime netiesinę veiką. Kai tranzistoriaus T stacionarios veikos taškas $\{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ yra arčiau atkirtos taško a, tai, įėjime U_{in} didėjant įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dvigubos amplitudės pokyčiui ∂U_{BE}, taip pat vyksta nesimetriškas išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ teigiamo ir neigiamo puspериodžių amplitudinių verčių $\pm U_{\text{o iš}}$ ribojimas. Šiuo atveju dėl atkirtos yra ribojama teigiamų puspериodžių amplitudė $+ U_{\text{o iš}}$, tai 2.127 pav. parodyta diagrama $i_{\text{B}}(t) < i_{\text{B min}}$, o neigiamų puspериodžių amplitudė $-U_{\text{o iš}}$ dar neribojama ir todėl taip pat turime netiesinę veiką. Čia reikia pasakyti, kad išėjimo $U_{\text{iš}}$ signalo $u_{\text{iš}}(t)$ ribojimas dėl atkirtos, kai tranzistoriaus T momentinis veikos taškas $\{u_{\text{KE}}, i_{\text{K}}\}$ patenka už atkirtos taško a ir artėja prie veikos taško $\{\mathcal{E}_{\text{KE}}, 0\}$, yra kokybiškesnis už ribojimą dėl soties, kai tranzistoriaus T momentinis veikos taškas $\{u_{\text{KE}}, i_{\text{K}}\}$ patenka už soties taško s ir artėja prie veikos taško $\{0, I_{\text{K max}}\}$, nes ribojimo proceso metu dėl atkirtos $u_{\text{iš}}(t) \cong \cong \text{const}$ – tranzistorius T yra visiškai „uždarytas“, ir todėl išėjime $U_{\text{iš}}$ formuojamo impulso $u_{\text{iš}}(t)$ viršūnė yra plokščia – turime kokybišką ribojimą. Kai ribojimo procesas vyksta dėl soties $u_{\text{iš}}(t) \neq \text{const}$, ir todėl išėjime $U_{\text{iš}}$ formuojamo impulso – $u_{\text{iš}}(t)$ viršūnė nėra plokščia – turime nekokybišką ribojimą ir tai yra esminis trūkumas taikant dvipolius tranzistorius impulsinėje elektronikoje – kurioje reakcijos signalai $u_{\text{iš}}(t)$ arba (ir) $i_{\text{iš}}(t)$ yra neharmoniniai ir todėl turime netiesinę veiką. Pabaigai pasakysime, kad p–n–p tranzistoriaus T atveju išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $u_{\text{iš}}(t)$ poliškumas yra priešingas parodytam 2.127 pav.

2.1.5. Tiesiniai kelių pakopų tranzistoriniai stiprintuvai (dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvai)

Bet kuri tranzistorinė elementarioji stiprinimo pakopa, tame tarpe ir skirtuminė

stiprinimo pakopa, gali būti pavaizduota ją atitinkančiu *keturpoliu* (2.51 pav.) (pirmosios dalies P2.3 skyrius). Šie keturpoliai tarpusavyje gali būti sujungti įvairiais būdais (pirmosios dalies P2.8 skyrius), sudarydami dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvą. Dažniausiai yra naudojamas *kaskadinis* (*nuoseklus*) *stiprinimo pakopų – keturpolių jungimo būdas* (pirmoji d.– P1.165 pav.), kuris yra parodytas 2.128 pav.



2.128 pav. Kaskadinis stiprintuvas, sudarytas iš nuosekliai sujungtų N stiprinimo pakopų, kurios bendru atveju nėra vienodos, čia įėjimuose $U_{\text{in }N}$ ir išėjimuose $U_{\text{iš }N}$ veikia atitinkami harmoniniai signalai $\boldsymbol{U}_{\text{in, iš }N}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in, iš }N}$

Kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{N\,\text{u}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{K}_{N\,\text{u}} = \partial U_{\text{iš }N\sim}/\partial U_{\text{in }1\sim} = (\boldsymbol{K}_{\text{u}\,N}\cdot\partial U_{\text{iš }(N-1),\text{ in }N\sim})/\partial U_{\text{in }1\sim} =$$

$$= (\boldsymbol{K}_{\text{u}\,N}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u }(N-1)}\cdot\partial U_{\text{iš }(N-2),\text{ in }(N-1)\sim})/\partial U_{\text{in }1\sim} = \ldots =$$

$$= (\boldsymbol{K}_{\text{u}\,N}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u }(N-1)}\cdots\boldsymbol{K}_{\text{u }2}\cdot\partial U_{\text{iš }1\sim})/\partial U_{\text{in }1\sim} = \boldsymbol{K}_{\text{u}\,N}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u }(N-1)}\cdots\boldsymbol{K}_{\text{u }2}\cdot\boldsymbol{K}_{\text{u }1} = \prod_{j=1}^{N}\boldsymbol{K}_{\text{u}\,j}, \quad (2.475)$$

čia išvesdami pasinaudojome akivaizdžia tapatybe: $\partial U_{\text{in }j\sim} = \partial U_{\text{iš }(j-1)\sim}$, čia indeksas $j = 1, 2, \ldots, N$ – atitinka stiprinimo pakopos eilės numerį, o $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,j} = \partial U_{\text{iš }j\sim}/\partial U_{\text{in }j\sim}$ – stiprinimo pakopos su indeksu j kintamosios įtampos stiprinimo-perdavimo koeficientas.

Analogiškai išraiškai (2.475) yra išreiškiamas kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo-perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{N\,\text{i}}$ bei diferencialinis galios stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{N\,\text{p}}$:

$$\boldsymbol{K}_{N\,\text{i}} = \prod_{j=1}^{N}\boldsymbol{K}_{\text{i}\,j}, \qquad \boldsymbol{K}_{N\,\text{p}} = \prod_{j=1}^{N}\boldsymbol{K}_{\text{p}\,j}, \quad (2.476)$$

čia: $\boldsymbol{K}_{\text{i}\,j} = \partial I_{\text{iš }j\sim}/\partial I_{\text{in }j\sim}$, $\boldsymbol{K}_{\text{p}\,j} = P_{\text{iš }j\sim}/P_{\text{in }j\sim}$ – stiprinimo pakopos su indeksu j atitinkamai kintamosios srovės $\boldsymbol{I}_j$ bei galios $\boldsymbol{P}_j$ stiprinimo-perdavimo diferencialiniai koeficientai.

Koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u, i, p}}$ gali turėti vertes labai plačiame diapazone – nuo 10^{-9} iki 10^{9} ir plačiau. Todėl patogumo dėlei yra įprasta galios stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$ vertes išreikšti *belais* (B) – dešimtainio logaritmo masteliu: $\boldsymbol{K}_{\text{p (B)}} = \lg \boldsymbol{K}_{\text{p}}$, [B]. Tačiau ir šiuo atveju yra gaunamas gana didelis matavimo vienetas, todėl paprastai naudojamas dešimt kartų mažesnis matavimo vienetas – *decibelas* (dB):

$$\boldsymbol{K}_{\text{p (dB)}} = 10\cdot\lg \boldsymbol{K}_{\text{p}}, \text{ [dB]} \equiv 10\cdot\lg \boldsymbol{K}^{2}_{\text{u, i}} = 20\cdot\lg \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}, \text{ [dB]}, \quad (2.477)$$

čia išraiška $\boldsymbol{K}_{\text{p (dB)}}$ per koeficientą $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ arba $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ yra gaunama esant sąlygai: $r^{*}_{\text{iš }j} = r^{*}_{\text{in }j}$, nes iš čia:

$$\boldsymbol{K}_{\text{p}\,j} = P_{\text{iš }j\sim}/P_{\text{in }j\sim} = (I_{\text{iš }j\sim}\cdot U_{\text{iš }j\sim})/(I_{\text{in }j\sim}\cdot U_{\text{in }j\sim}) = (I^{2}_{\text{iš }j\sim}\cdot r^{*}_{\text{iš }j})/(I^{2}_{\text{in }j\sim}\cdot r^{*}_{\text{in }j}) =$$

$$= \boldsymbol{K}^{2}_{\text{i}\,j} = (U^{2}_{\text{iš }j\sim}/r^{*}_{\text{iš }j})/(U^{2}_{\text{in }j\sim}/r^{*}_{\text{in }j}) = \boldsymbol{K}^{2}_{\text{u}\,j}. \quad (2.478)$$

Taigi parodėme, kad koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u, i}}$ vertės decibelais [dB] yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u, i (dB)}} = 20\cdot\lg \boldsymbol{K}_{\text{u, i}}, \text{ [dB]}. \quad (2.479)$$

Iš (2.477) ir (2.479) matome: kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo-perdavimo atitinkami diferencialiniai koeficientai $\boldsymbol{K}_{N\,\text{u, i}}$ bei diferencialinis galios $\boldsymbol{P}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{N\,\text{p}}$ decibelais [dB] yra išreiškiami taip:

$$\boldsymbol{K}_{N\,\mathrm{u,\,i\,(dB)}} = 20\cdot\lg\,[\prod_{j=1}^{N}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}\,j}] = \sum_{j=1}^{N}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}\,j\,\mathrm{(dB)}},\ [\mathrm{dB}], \tag{2.480}$$

$$\boldsymbol{K}_{N\,\mathrm{p\,(dB)}} = 10\cdot\lg\,[\prod_{j=1}^{N}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}\,j}] = \sum_{j=1}^{N}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}\,j\,\mathrm{(dB)}},\ [\mathrm{dB}]. \tag{2.480a}$$

Iš gautų išraiškų (2.480, a) matome: kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ atitinkami stiprinimo-perdavimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{N\ \mathrm{u,\ i\ (dB)}}$ bei diferencialinis galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{N\ \mathrm{p\ (dB)}}$ decibelais yra surandami sumuojant atskirų stiprinimo pakopų atitinkamus koeficientus, išreikštus decibelais. Čia pasakysime, kad kaskadinio stiprintuvo triukšmų koeficientas $K_{\mathrm{trš}\ N\ \mathrm{(dB)}}$ nėra išreiškiamas per jį sudarančių stiprinimo pakopų atitinkamų triukšmų koeficientų $K_{\mathrm{trš}\ j\ \mathrm{(dB)}}$, išreikštų decibelais, sumą:

$$K_{\mathrm{trš}\ N\,\mathrm{(dB)}} \neq \sum_{j=1}^{N}\,K_{\mathrm{trš}\ j\,\mathrm{(dB)}},\ [\mathrm{dB}], \tag{2.481}$$

čia $K_{\mathrm{trš}\ j\ \mathrm{(dB)}} = 10\cdot\lg\boldsymbol{K}_{\mathrm{trš}\ j}$ – stiprinimo pakopos su indeksu j triukšmų koeficientas decibelais, o $K_{\mathrm{trš}\ j}$ apibrėžtis yra pateikta šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje ((P1.414)–(P1.417)).

Iš (2.481) ir (pirmoji d.– (P1.417)) matome: kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, triukšmų koeficientas $K_{\mathrm{trš}\ N}$, pasinaudojus išraišką (pirmoji d.– (P1.417)), yra išreiškiamas per stiprinimo pakopų triukšmų koeficientus $K_{\mathrm{trš}\ j}$, ir tik tada yra randama triukšmų koeficiento $K_{\mathrm{trš}\ N}$ vertė decibelais: $K_{\mathrm{trš}\ N\ \mathrm{(dB)}} = 10\cdot\lg K_{\mathrm{trš}\ N}$, [dB]. Čia reikia pasakyti, kad iš (pirmoji d.– (P1.417)) galima daryti išvadą: *kaskadinio stiprintuvo triukšmų koeficientas* $K_{\mathrm{trš}\ N}$ *iš esmės priklauso nuo pirmųjų dviejų stiprinimo pakopų triukšmų koeficientų* $K_{\mathrm{trš}\ 1,\,2}$. Todėl galima parašyti:

$$K_{\mathrm{trš}\ N\,\mathrm{(dB)}} \cong 10\cdot\lg\,[K_{\mathrm{trš}\ 1} + (K_{\mathrm{trš}\ 2} - 1)/K_{\mathrm{p}\ 1}],\ [\mathrm{dB}]. \tag{2.482}$$

Tranzistorinės stiprinimo pakopos įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo-perdavimo atitinkamo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ dažninę charakteristiką $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)$ pakankamai tiksliai galima aprašyti analogiškai išraiškoms (pirmoji d.– (1.237), (1.245), (1.377)) taip:

$$K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega) = K_{\mathrm{u,\,i\,o}}/[1+(\omega/\omega_{\mathrm{r\,a}})^2\,]^{1/2}, \tag{2.483}$$

čia: $K_{\mathrm{u,\ i\ o}} = K_{\mathrm{u,\ i}}(\omega)\big|_{\omega\,\Rightarrow\,0}$ – žemadažnė vertė; $\omega_{\mathrm{r\,a}}$ – *aukštasis ribinis dažnis*, kuriam esant $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,a}}) = K_{\mathrm{u,\,i\,o}}/2^{1/2}$.

Čia reikia pasakyti, kad aproksimacinė išraiška (2.483) atitinka integruojamosios RC–grandinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,C}}$ dažninę charakteristiką (2.50).

Kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš N stiprinimo pakopų, įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo-perdavimo atitinkamo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\ i}\ N}$ dažninė charakteristika $K_{\mathrm{u,\ i}\ N}(\omega)$ yra randama atitinkamai iš (2.475) arba (2.476).

Išnagrinėsime atvejį, kai kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš vienodų N stiprinimo pakopų, kurių $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}(\mathrm{j}\cdot\omega) = K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)}$. Iš čia bei (2.475) ir (2.476) randame:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}\,N} = \prod_{j=1}^{N}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}\,j} = [K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)}]^N = [K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)]^N\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot N\cdot\varphi_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)}. \tag{2.484}$$

Iš gautos išraiškos (2.484) matome: kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika $\varphi_N(\omega)$ yra išreiškiama taip:

$$\varphi_N(\omega) = N\cdot\varphi_{\mathrm{u,\,i}}(\omega) \equiv \varphi_{\mathrm{u,\,i\,1}}(\omega) + \varphi_{\mathrm{u,\,i\,2}}(\omega) + \ldots + \varphi_{\mathrm{u,\,i}\,N}(\omega), \tag{2.485}$$

čia sumos išraiška atitinka bendrąjį atvejį, kai stiprinimo pakopų fazinės charakteristikos $\varphi_{\mathrm{u,\,i}\,j}(\omega)$ yra skirtingos ir algebrinės sumos išraiškoje jos rašomos su savo ženklu „±“.

Kaskadinio stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{u,\ i}\ N}(\omega)$ aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\ a}\ N}$ yra mažesnis už jį sudarančių atskirų stiprinimo pakopų aukštąjį ribinį dažnį $\omega_{\mathrm{r\ a}}$

(2.483). Iš (2.483) ir (2.484) matome: kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš vienodų N stiprinimo pakopų, aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}$ yra randamas iš apibrėžties, kuri parašoma taip:

$$K_{\mathrm{u,\,i}\,N}(\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}) = K_{\mathrm{u,\,i}\,N\,\mathrm{o}}/2^{1/2} \Rightarrow [K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,a}\,N})]^N =$$
$$= (K_{\mathrm{u,\,i\,o}})^N/2^{1/2} \Rightarrow \quad \Rightarrow \{K_{\mathrm{u,\,i\,o}}/[1+(\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}/\omega_{\mathrm{r\,a}})^2]^{1/2}\}^N =$$
$$= (K_{\mathrm{u,\,i\,o}})^N/2^{1/2} \Rightarrow \{[1+(\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}/\omega_{\mathrm{r\,a}})^2]^{1/2}\}^N = 2^{1/2},$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{\mathrm{r\,a}\,N} = \omega_{\mathrm{r\,a}}\cdot(2^{1/N}-1)^{1/2} \le \omega_{\mathrm{r\,a}}. \qquad (2.486)$$

Anksčiau parodėme, jog stiprinimo pakopa su skiriamuoju kondensatoriumi C įėjime U_{in} (2.69 pav., b–d, 2.72 pav., b–d, 2.74 pav. ir 2.83 pav.) nestiprina įėjime U_{in} pastovaus signalo $U_{\mathrm{in}=}$ arba (ir) $I_{\mathrm{in}=}$, todėl tokios schemos kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ atitinkamo stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ dažninėje charakteristikoje $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)$, be aukštojo ribinio dažnio $\omega_{\mathrm{r\,a}}$, turime ir *žemąjį ribinį dažnį* $\omega_{\mathrm{r\,ž}}$ (2.78 pav.). Todėl iš tokių stiprinimo pakopų sudaryto kaskadinio stiprintuvo dažninėje charakteristikoje $K_{\mathrm{u,\,i}\,N}(\omega)$, be aukštojo ribinio dažnio $\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}$ (2.486), taip pat turime žemąjį ribinį dažnį $\omega_{\mathrm{ž\,r}\,N}$, kurį surasime iš (2.475) bei (2.476), aproksimavę taip:

$$K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega) = K_{\mathrm{u,\,i\,max}}/[1+(\omega/\omega_{\mathrm{r\,ž}})^{-2}]^{1/2}, \qquad (2.487)$$

čia: $K_{\mathrm{u,\,i\,max}}$ – didžiausia $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)$ vertė; $\omega_{\mathrm{r\,ž}}$ – žemasis ribinis dažnis, kai $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,ž}}) = K_{\mathrm{u,\,i\,max}}/2^{1/2}$.

Čia reikia pasakyti, kad išraiška (2.487) atitinka diferencijuojamosios *RC*– grandinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,R}}$ dažninę charakteristiką (2.49).

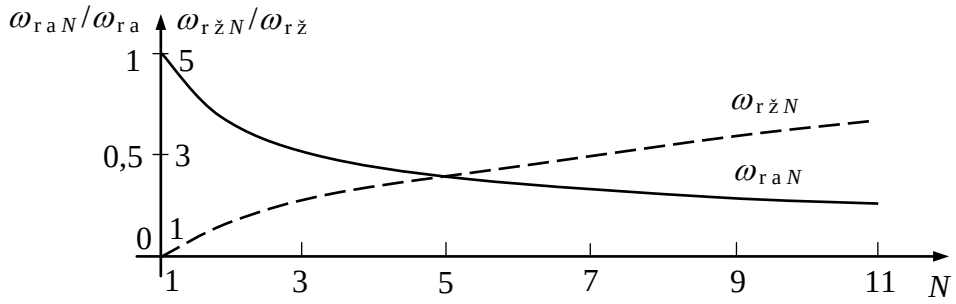
Iš (2.475), (2.476) ir (2.487) matome, jog kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš vienodų N stiprinimo pakopų, žemasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N}$ yra randamas iš apibrėžties, kuri parašoma taip:

$$K_{\mathrm{u,\,i}\,N}(\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N}) = K_{\mathrm{u,\,i}\,N\,\mathrm{max}}/2^{1/2} \Rightarrow [K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N})]^N = (K_{\mathrm{u,\,i\,max}})^N/2^{1/2} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \{K_{\mathrm{u,\,i\,max}}/[1+(\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N}/\omega_{\mathrm{r\,ž}})^{-2}]^{1/2}\}^N = (K_{\mathrm{u,\,i\,max}})^N/2^{1/2} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \{[1+(\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N}/\omega_{\mathrm{r\,ž}})^{-2}]^{1/2}\}^N = 2^{1/2}, \qquad (2.488)$$

ir iš čia randame:

$$\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N} = \omega_{\mathrm{r\,ž}}\cdot(2^{1/N}-1)^{-1/2} \ge \omega_{\mathrm{r\,ž}}. \qquad (2.489)$$

Vaizdumo dėlei gautos priklausomybės (2.486) ir (2.489) yra pateiktos atitinkamais grafikais 2.129 pav.



2.129 pav. Kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš vienodų N stiprinimo pakopų ir su skiriamaisiais kondensatoriais C tarp jų, žemojo ir aukštojo ribinių dažnių atitinkamai $\omega_{\mathrm{r\,ž}\,N}$ ir $\omega_{\mathrm{r\,a}\,N}$, priklausomybės nuo pakopų skaičiaus N

Iš 2.129 pav. matome: kaskadinio stiprintuvo su skiriamaisiais kondensatoriais C tarp vienodų pakopų skaičius N neturėtų viršyti penkių-septynių ($N \le 5$–7).

Kita vertus, akivaizdu, jog kaskadinio stiprintuvo praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_N$ yra išreiškiamas taip:

$$\Delta\omega_N = \omega_{\text{r a}\,N} - \omega_{\text{r ž}\,N}, \tag{2.490}$$

ir iš čia bei (2.486) ir (2.488), randame:

$$\Delta\omega_N = \omega_{\text{r a}}\cdot(2^{1/N} - 1)^{1/2} - \omega_{\text{r ž}}\cdot(2^{1/N} - 1)^{-1/2}. \tag{2.491}$$

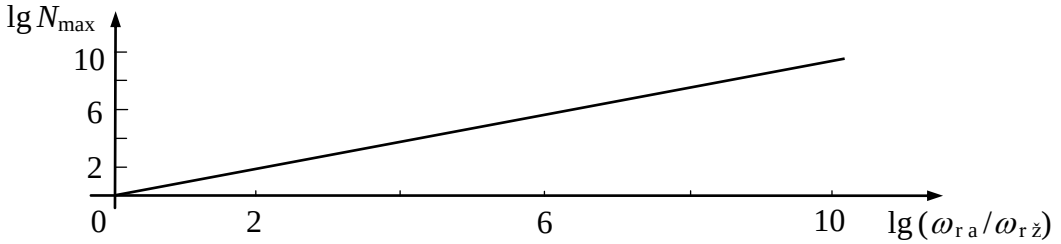
Iš (2.490) galima nustatyti kaskadinio stiprintuvo didžiausią vienodų pakopų skaičių $N_{\max}$, kuriam esant $\Delta\omega_N = 0$, ir iš čia:

$$\omega_{\text{r a}}\cdot(2^{1/N_{\max}} - 1)^{1/2} - \omega_{\text{r ž}}\cdot(2^{1/N_{\max}} - 1)^{-1/2} = 0, \tag{2.492}$$

ir iš čia randame:

$$N_{\max} = (\lg 2)/[\lg(1 + \omega_{\text{r ž}}/\omega_{\text{r a}})]. \tag{2.493}$$

Iš (2.493) apskaičiuota $N_{\max}$ priklausomybė $N_{\max}(\omega_{\text{r a}}/\omega_{\text{r ž}})$ yra parodyta 2.130 pav.



2.130 pav. Kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš vienodų pakopų ir su skiriamaisiais kondensatoriais C tarp jų, didžiausio pakopų skaičiaus $N_{\max}$ priklausomybė nuo santykio $\omega_{\text{r a}}/\omega_{\text{r ž}}$

Iš 2.130 pav. matome, kad $N_{\max} < \omega_{\text{r a}}/\omega_{\text{r ž}}$, ir todėl sudaro apie 70 % šio santykio. Pavyzdžiui, kai $\omega_{\text{r a}}/\omega_{\text{r ž}} = 10$, $N_{\max} = 7$, ir t. t. Kai $\omega_{\text{r ž}} \Rightarrow 0$, vertė $N_{\max} \Rightarrow \infty$, ir iš čia darome išvadą, jog kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$ arba (ir) $I_{\text{in}=}$ stiprinimo pakopų, esant bet kokiam šių pakopų skaičiui $N > 1$, visada $\Delta\omega_N > 0$, ir todėl pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$ arba (ir) $I_{\text{in}=}$ kaskadinio stiprintuvo pakopų skaičius N gali būti neribotas.

Anksčiau parodėme, jog įvairios stiprinimo pakopos yra charakterizuojamos trimis stiprinimo-perdavimo koeficientais: galios $K_{\text{P}} = P_{\text{iš}=}/P_{\text{in}=}$, įtampos $K_{\text{U}} = U_{\text{iš}=}/U_{\text{in}=}$ ir srovės $K_{\text{I}} = I_{\text{iš}=}/I_{\text{in}=}$, esant įėjime U_{in} pastoviajam signalui $U_{\text{in}=}$ arba (ir) $I_{\text{in}=}$, bei kompleksiniais (diferencialiniais) – galios $\boldsymbol{K}_{\text{p}} = \boldsymbol{P}_{\text{iš}}/\boldsymbol{P}_{\text{in}}$, įtampos $\boldsymbol{K}_{\text{u}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{K}_{\text{i}} = \boldsymbol{I}_{\text{iš}}/\boldsymbol{I}_{\text{in}}$, esant įėjime U_{in} kintamajam, pavyzdžiui, harmoniniam įėjimo signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$. Kintamųjų signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ atveju kompleksiniai koeficientai yra charakterizuojami jų dažninėmis bei fazinėmis charakteristikomis, kurios, atsižvelgiant į kompleksinio dydžio užrašymo būdą (2.9), yra išreiškiamos taip:

1 – *algebrinės išraiškos atveju*, kai:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}} &= \text{Re}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}} + \text{j}\cdot\text{Im}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}}, \\ K_{\text{p, u, i}}(\omega) &= [(\text{Re}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}})^2 + (\text{Im}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}})^2]^{1/2} \text{ – dažninė charakteristika}, \\ \varphi_{\text{p, u, i}}(\omega) &= \text{arctg}\,[(\text{Im}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}})/(\text{Re}\,\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}})] \text{ – fazinė charakteristika}; \end{aligned}\right\} \tag{2.494}$$

2 – *trigonometrinės išraiškos atveju*, kai:

$$\boldsymbol{K}_{\text{p, u, i}} = K_{\text{p, u, i}}(\omega)\cdot[\cos\varphi_{\text{p, u, i}}(\omega) + \text{j}\cdot\sin\varphi_{\text{p, u, i}}(\omega)], \tag{2.495}$$

čia $K_{\text{p, u, i}}(\omega)$ ir $\varphi_{\text{p, u, i}}(\omega)$ išraiškos atitinka (2.494);

3 – *laipsninės išraiškos atveju*, kai:

$$\boldsymbol{K}_{\text{p}} = K_{\text{p, u, i}}(\omega)\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi_{\text{p, u, i}}(\omega)}, \tag{2.496}$$

čia $K_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega)$ ir $\varphi_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega)$ išraiškos atitinka (2.494).

Elementariosios stiprinimo pakopos dažninė charakteristika $K_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega)\cdot$pakankamu tikslumu yra aproksimuojama integruojamosios *RC*– grandinės įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,C}}$ dažnine charakteristika (2.50) taip:

$$K_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega) \cong K_{\mathrm{p,\,u,\,i\,o}}/[1+(\omega/\omega_{\mathrm{r\,a}})^2]^{1/2}, \tag{2.497}$$

čia: $K_{\mathrm{p,\,u,\,i\,o}} = K_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0}$ – žemadažnė atitinkamo koeficiento vertė; $\omega_{\mathrm{r\,a}}$ – aukštasis ribinis dažnis, kurio, taip pat ir $\omega_{\mathrm{r\,ž}}$ *pamatinė apibrėžtis* nusakoma iš galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ perdavimo-stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{p}}(\omega)$ taip:

$$K_{\mathrm{p}}(\omega_{\mathrm{r\,ž,\,r\,a\,p}}) = K_{\mathrm{p\,o}}/2. \tag{2.498}$$

Iš čia matome: įėjimo U_{in} kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo-perdavimo žemasis ir aukštasis ribiniai dažniai $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,r\,a\,p}}$ atitinka dažnio ω vertę, kuriai esant, išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\mathrm{iš}}$ galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{iš}}$ modulis $P_{\mathrm{iš}}$ sumažėja du kartus – dvigubai, palyginti su išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ didžiausia galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{iš}}$ modulio verte $P_{\mathrm{iš\,max}}$, kuri yra pasiekiama dažnių diapazone $\Delta\omega = \omega_{\mathrm{r\,a\,p}} - \omega_{\mathrm{r\,ž\,p}}$.

Kai stiprinimo pakopos įėjime U_{in} galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ perdavimo-stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ yra išreiškiamas decibelais [dB] (2.477), iš apibrėžties (2.498) galima parašyti:

$$10\cdot\lg[K_{\mathrm{p}}(\omega_{\mathrm{r\,a\,p}})] = 10\cdot\lg(K_{\mathrm{p\,o}}/2) = 10\cdot\lg K_{\mathrm{p\,o}} - 10\cdot\lg 2 = 10\cdot\lg K_{\mathrm{p\,o}} - 3\ \mathrm{dB},$$

$$K_{\mathrm{p\,(dB)}}(\omega_{\mathrm{r\,a\,p}}) = K_{\mathrm{p\,o\,(dB)}} - 3\ \mathrm{dB}. \tag{2.499}$$

Iš čia matome: įėjimo U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo-perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{p}}(\omega)$ aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\,a\,p}}$, kartu ir žemasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\,ž\,p}}$, nustatomi kitokiu būdu – vadinamuoju *grafiniu metodu*. Čia reikia pasakyti, kad šis metodas tinka tinka tik tada, kai $K_{\mathrm{p\,max\,(dB)}} \geq 3$ dB, t. y., kai $|\boldsymbol{P}_{\mathrm{iš\,max}}| \geq 2\cdot|\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}|$.

Iš pamatinės ribinių dažnių $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,p}}$ apibrėžties (2.498) bei sąryšių (2.477) kyla ir įėjimo U_{in} signalų įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ atitinkamų stiprinimo-perdavimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ dažninių charakteristikų $K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega)$ atitinkamų ribinių dažnių $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}}$ apibrėžtys ir jų grafiniai nustatymo būdai:

$$K^2_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}}) = K^2_{\mathrm{u,\,i\,max}}/2, \Rightarrow K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}}) = K_{\mathrm{u,\,i\,max}}/2^{1/2}, \tag{2.500}$$

ir iš čia, kai stiprinimo pakopos įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ perdavimo-stiprinimo atitinkami koeficientai $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ yra išreiškiami decibelais [dB] (2.479), turime:

$$20\cdot\lg[K_{\mathrm{u,\,i}}(\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}})] = 20\cdot\lg(K_{\mathrm{u\,,\,i\,max}}/2^{1/2}) = 20\cdot\lg K_{\mathrm{u\,,\,i\,max}} - 20\cdot\lg 2^{1/2} =$$

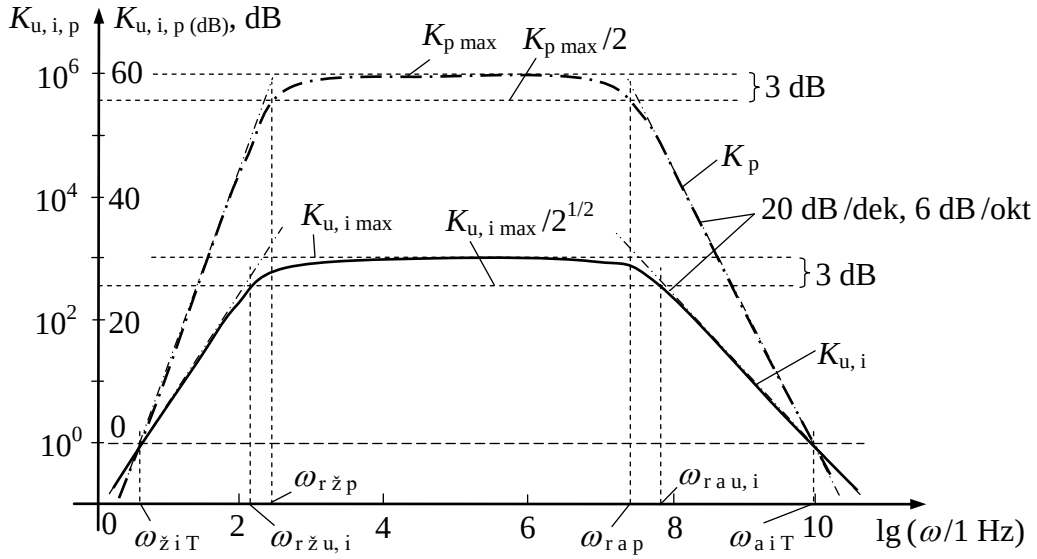
$$= K_{\mathrm{u,\,i\,(dB)}}(\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}}) = K_{\mathrm{u,\,i\,max\,(dB)}} - 3\ \mathrm{dB}. \tag{2.501}$$

Čia reikia pasakyti, kad šios mokomosios priemonės pirmoje ir antroje dalyse dažniausiai taikėme (2.500) apibrėžtį. Visi pirmiau aprašyti ribinių dažnių $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i,\,p}}$ nustatymo būdai yra parodyti 2.131 pav., ir iš ten matome *grafinio ribinių dažnių* $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i,\,p}}$ *nustatymo metodo esmę.*

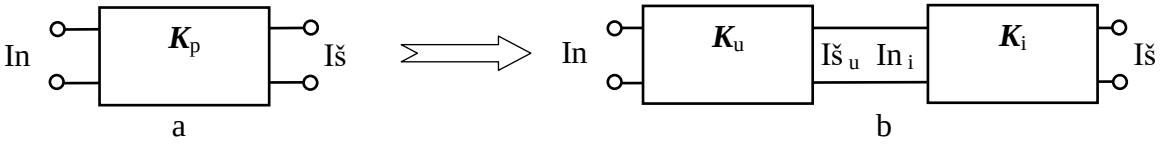
2.131 pav. parodytos dažninės charakteristikos $K_{\mathrm{p,\,u,\,i}}(\omega)$ atitinka stiprinimo pakopą, kuriai galioja tapatybės: $K_{\mathrm{u}}(\omega) = K_{\mathrm{i}}(\omega)$ ir $K_{\mathrm{p}}(\omega) = K^2_{\mathrm{i,\,u}}(\omega)$.

Iš 2.131 pav. matome: stiprinimo pakopos įėjime U_{in} galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo dažnių diapazonas $\Delta\omega_{\mathrm{p}} = \omega_{\mathrm{r\,a\,p}} - \omega_{\mathrm{r\,ž\,p}}$ yra siauresnis už šio stiprintuvo įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ bei srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo dažnių juostos plotį $\Delta\omega_{\mathrm{u,\,i}} = \omega_{\mathrm{r\,a\,u,\,i}} - \omega_{\mathrm{r\,ž\,u,\,i}}$, nes $\Delta\omega_{\mathrm{p}} < \Delta\omega_{\mathrm{u,\,i}}$. Šį faktą tiesiogiai galima paaiškinti kaskadinio stiprintuvo savybėmis (2.129 pav.), nes tiesinio stiprintuvo atveju jo įėjime U_{in} galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo savybę $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ galima atvaizduoti nuosekliai sujungtų dviejų keturpolių $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}$ ir $\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}}$ seka, tai yra parodyta 2.132 pav., nes $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}}$.

Iš (2.486), (2.488) ir (2.490) kyla koeficiento K_{p} ir koeficientų $K_{\mathrm{u,\,i}}$ atitinkamų ribinių dažnių $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,p}}$, $\omega_{\mathrm{r\,ž,\,a\,u,\,i}}$ bei stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_{\mathrm{p}}$ ir $\Delta\omega_{\mathrm{u,\,i}}$, sąryšiai:



2.131 pav. Stiprinimo pakopos ribinių dažnių $\omega_{r\,ž,\,a\,u,\,i,\,p}$ grafiniai nustatymo būdai



2.132 pav. Tiesinės stiprinimo pakopos $\boldsymbol{K}_p$ (a) ekvivalentinė grandinė (b), sudaryta iš nuosekliai sujungtų tiesinių stiprintuvų $\boldsymbol{K}_u$ ir $\boldsymbol{K}_i$

$$\left.\begin{aligned}\omega_{r\,ž\,p} &= \omega_{r\,ž\,u,\,i}\cdot(2^{1/2}-1)^{-1/2} \cong 1{,}554\cdot\omega_{r\,ž\,u,\,i},\\ \omega_{r\,a\,p} &= \omega_{r\,a\,u,\,i}\cdot(2^{1/2}-1)^{1/2} \cong 0{,}644\cdot\omega_{r\,a\,u,\,i},\end{aligned}\right\} \tag{2.502}$$

$$\Delta\omega_p \cong 0{,}644\cdot\omega_{r\,a\,u,\,i} - 1{,}554\cdot\omega_{r\,ž\,u,\,i} = 0{,}644\cdot\Delta\omega_{u,\,i} - 0{,}91\cdot\omega_{r\,ž\,u,\,i}. \tag{2.502a}$$

Iš 2.131 pav. taip pat matome: už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,\,i}$ ribų, koeficiento $K_p(\omega)$ ir koeficientų $K_{u,\,i}(\omega)$ kitimo sparta nuo dažnio ω, kai $\omega \le \omega_{r\,ž\,p,\,u,\,i}$ ir $\omega \ge \omega_{r\,a\,p,\,u,\,i}$, skiriasi – koeficientas $K_p(\omega)$ kinta sparčiau. Įprasta nuo dažnio ω priklausančią kitimo spartą nusakyti decibelais per oktavą (dB/okt), kai dažnis ω už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_p$ ir $\Delta\omega_{u,\,i}$ ribų pasikeičia dvigubai (du kartus), arba decibelais per dekadą (dB/dek), kai dažnis ω nurodytose srityse pasikeičia dešimt kartų. Iš čia, (2.483) ir (2.487) randame:

$$\left.\begin{aligned}K_{u,\,i}(\omega_{r\,a})/K_{u,\,i}(2\cdot\omega_{r\,a}) &= (K_{u,\,i\,o}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,o}/5^{1/2}) \cong 1{,}58\ (3{,}98\ \text{dB/okt}),\\ K_{u,\,i}(\omega_{r\,ž})/K_{u,\,i}(\omega_{r\,ž}/2) &= (K_{u,\,i\,max}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,max}/5^{1/2}) \cong 1{,}58\ (3{,}98\ \text{dB/okt}),\\ K_{u,\,i}(\omega_{r\,a})/K_{u,\,i}(10\cdot\omega_{r\,a}) &= (K_{u,\,i\,o}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,o}/101^{1/2}) \cong 7{,}11\ (17{,}03\ \text{dB/dek}),\\ K_{u,\,i}(\omega_{r\,ž})/K_{u,\,i}(\omega_{r\,ž}/10) &= (K_{u,\,i\,max}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,max}/101^{1/2}) \cong 7{,}11\ (17{,}03\ \text{dB/dek}),\end{aligned}\right\} \tag{2.503}$$

$$\left.\begin{aligned}K_p(\omega_{r\,a})/K_p(2\cdot\omega_{r\,a}) &= [(K_{u,\,i\,o}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,o}/5^{1/2})]^2 \cong 2{,}5\ (3{,}98\ \text{dB/okt}),\\ K_p(\omega_{r\,ž})/K_p(\omega_{r\,ž}/2) &= [(K_{u,\,i\,max}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,max}/5^{1/2})]^2 \cong 2{,}5\ (3{,}98\ \text{dB/okt}),\\ K_p(\omega_{r\,a})/K_p(10\cdot\omega_{r\,a}) &= [(K_{u,\,i\,o}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,o}/101^{1/2})]^2 \cong 50{,}5\ (17{,}03\ \text{dB/dek}),\\ K_p(\omega_{r\,ž})/K_p(\omega_{r\,ž}/10) &= [(K_{u,\,i\,max}/2^{1/2})/(K_{u,\,i\,max}/101^{1/2})]^2 = 50{,}5\ (17{,}03\ \text{dB/dek}).\end{aligned}\right\} \tag{2.503a}$$

Iš (2.503,a) matome: už stiprinimo dažnių diapazonų $\Delta\omega_{\text{p}}$ ir $\Delta\omega_{\text{u, i}}$ ribų atitinkamų koeficientų $K_{\text{p}}(\omega)$ ir $K_{\text{u, i}}(\omega)$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \le \omega_{\text{r ž p, u, i}}$ ir $\omega \ge \omega_{\text{r a p, u, i}}$, yra vienoda, kai jie yra išreiškiami decibelais – dB, ir skiriasi, kai jie yra išreiškiami kartais.

Iš 2.131 pav. matome: koeficientų $K_{\text{p}}(\omega)$ ir $K_{\text{u, i}}(\omega)$ kitimas nuo dažnio $\omega < \omega_{\text{r ž p, u, i}}$ ir $\omega > \omega_{\text{r a p, u, i}}$, atidėto logaritminėje skalėje, yra artimas tiesinei priklausomybei, ir todėl galima šias priklausomybes aproksimuoti atitinkamomis tiesėmis. Čia kitimo sparta, išreikšta decibelais, yra apie 6 dB/okt arba 20 dB/dek – tuo nesunku įsitikinti, kai $\omega < (3–5)\cdot\omega_{\text{r ž p, u, i}}$ ir $\omega > (3–5)\cdot\omega_{\text{r a p, u, i}}$.

Ryšių technikoje aukšto ir labai aukšto dažnio $\omega \ge 100$ MHz signalų perdavimo linijų silpninimui α įvertinti yra naudojamas kitas matavimo vienetas – *neperis* (Np), kuris yra apibrėžiamas taip:

$$\alpha_{\text{(Np)}} = \ln(U_1/U_2) \equiv 0{,}5\cdot\ln(P_1/P_2),\ [\text{Np}] \qquad (2.504)$$

ir iš čia matome: 1 Np atitinka slopimą $\alpha > 0$, kuriam esant įtampos $\boldsymbol{U}_2$ modulis U_2 perdavimo linijos išėjime $U_{\text{iš}}$ yra e = 2,718... kartų mažesnis už įtampos $\boldsymbol{U}_1$ modulį U_1 tos linijos įėjime U_{in}. Iš čia randame sąryšį tarp Np ir dB:

$$1\ \text{Np} = 20\cdot\lg\text{e} \cong 8{,}686\ \text{dB}\ \ \text{arba}\ \ 1\ \text{dB} = (20\cdot\lg\text{e})^{-1} \cong 0{,}115\ \text{Np}. \qquad (2.504a)$$

Čia reikia pasakyti, kad matavimo vienetas neperis yra taikomas ir signalų stiprinimo atveju. Todėl išraiška (2.504) yra parašoma taip:

$$\alpha_{\text{(Np)}} = \ln(U_2/U_1)\ [\text{Np}], \qquad (2.504a)$$

ir iš čia signalų $\boldsymbol{P}_{\text{in}}$ slopimo atveju gauname neigiamas α vertes – $\alpha < 0$, o signalų $\boldsymbol{P}_{\text{in}}$ stiprinimo atveju – teigiamas α vertes – $\alpha > 0$.

Kita vertus, ryšių technikoje signalų galia $\boldsymbol{P}_{\text{in, iš}}$ įvairių įrenginių atitinkamai įėjimuose U_{in} ir išėjimuose $U_{\text{iš}}$ yra dažnai įvertinama *santykiniu galios* $\boldsymbol{P}$ *matavimo vienetu* – dBm, kuris yra apibrėžiamas taip:

$$K_{\text{p (dBm)}} = 10\cdot\lg(P_{\text{iš, in}}/1\ \text{mW}).\ [\text{dBm}] \qquad (2.505)$$

Iš čia matome: 1 dBm atitinka matuojamąją galią $P_{\text{iš, in}} \cong 1{,}259$ mW.

Anksčiau parodėme, jog kaskadinio stiprintuvo (2.128 pav.) dažninių charakteristikų $K_{\text{p, u, i}\,N}(\omega)$ ribiniai dažniai $\omega_{\text{r ž, a}\,N}$ ir stiprinimo dažnių diapazonai $\Delta\omega_{\text{p, u, i}\,N}$ mažėja, didėjant stiprinimo pakopų skaičiui N (2.129 pav.). Akivaizdu, jog didėjant N, didės ir atitinkamų koeficientų $K_{\text{p, u, i}\,N}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \le \omega_{\text{r ž p, u, i}\,N}$ ir $\omega \ge \omega_{\text{r a p, u, i}\,N}$. Tai tiesiogiai kyla iš stiprinimo pakopos ekvivalentinės grandinės (2.132 pav.), kuri atitinka kaskadinį stiprintuvą su dviem vienodomis stiprinimo pakopomis, kai $N = 2$, ir iš (2.483), pasinaudoję koeficiento $K_{\text{p}}(\omega)$ išraiškomis, gauname:

$$\left.\begin{aligned}
K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r a 2}})/K_{\text{u, i 2}}(2\cdot\omega_{\text{r a 2}}) &= [(K_{\text{u, i o}}/2^{1/2})/(K_{\text{u, i o}}/5^{1/2})]^2 \cong 2{,}5\ (7{,}96\ \text{dB/okt}),\\
K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r ž 2}})/K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r ž 2}}/2) &= [(K_{\text{u, i o}}/2^{1/2})/(K_{\text{u, i o}}/5^{1/2})]^2 \cong 2{,}5\ (7{,}96\ \text{dB/okt}),\\
K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r a 2}})/K_{\text{u, i 2}}(10\cdot\omega_{\text{r a 2}}) &= [(K_{\text{u, i o}}/2^{1/2})/(K_{\text{u, i o}}/101^{1/2})]^2 \cong 50{,}5\ (34{,}07\ \text{dB/dek}),\\
K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r ž 2}})/K_{\text{u, i 2}}(\omega_{\text{r ž 2}}/10) &= [(K_{\text{u, i o}}/2^{1/2})/(K_{\text{u, i o}}/101^{1/2})]^2 \cong 50{,}5\ (34{,}07\ \text{dB/dek}),
\end{aligned}\right\} \qquad (2.505a)$$

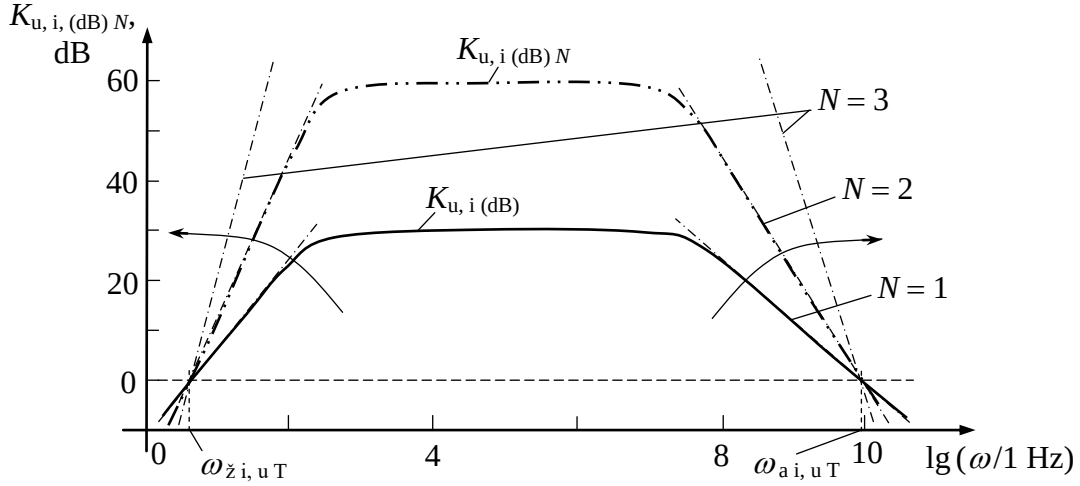
Iš čia matome: dviejų pakopų ($N = 2$) kaskadinio stiprintuvo koeficientų $K_{\text{p, u, i 2}}$ kitimo sparta nuo dažnio $\omega \le \omega_{\text{r ž p, u, i 2}}$ ir $\omega \ge \omega_{\text{r a p, u, i 2}}$, yra dvigubai didesnė – apie 30 dB/dek arba 8 dB /okt. Iš čia bendru atveju, kai $N \ge 2$, ši kitimo sparta yra:

$$20\cdot\lg(101^{1/2}/2^{1/2})^N \approx N\cdot 17{,}03\ \text{dB/dek}\ \ \text{arba}\ \ 20\cdot\lg(5/2)^{N/2} \approx N\cdot 3{,}98\ \text{dB/okt}. \qquad (2.505b)$$

Šios mokomosios priemonės pirmoje dalyje, nagrinėdami įvairių tranzistorių dažnines savybes, naudojome ribinį dažnį ω_{T} (pirmoji d.– (1.246)–(1.248), (1.386)), kurio vertė yra nustatoma iš sąlygos: kai $\omega = \omega_{\text{T}}$, srovės stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ modulis $K_{\text{i}}(\omega_{\text{T}}) = 1$ arba

$K_{\text{i (dB)}}(\omega_{\text{T}}) = 0$. Šis ribinis dažnis ω_{T} taip pat yra taikomas nagrinėjant įvairias stiprinimo pakopas ir iš jų sudarytus daugiapakopius stiprintuvus.

Iš 2.131 pav. matome: kaskadinio stiprintuvo, sudaryto iš dviejų ($N = 2$) vienodų srovės stiprinimo pakopų $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$, srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $K_{\text{i 2}}(\omega)$, kurį atitinka dažninė charakteristika $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$, žemadažnis $\omega_{\text{ž i T 2}}$ ir aukštadažnis $\omega_{\text{a i T 2}}$ ribiniai dažniai sutampa su atskiros stiprinimo pakopos srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $K_{\text{i}}(\omega)$ atitinkamais ribiniais dažniais $\omega_{\text{ž, a T i}}$. Akivaizdu, jog ši situacija išlieka ir esant $N > 2$, nes iš vienodų stiprinimo pakopų $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ sudaryto kaskadinio stiprintuvo ribiniai dažniai $\omega_{\text{ž, a i T }N}$ nepriklauso nuo N. Čia pasakysime, jog tai galioja ir įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vienodų stiprinimo $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ pakopų atveju, kai naudojame įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vienetinio stiprinimo ribinį dažnį $\omega_{\text{u T}}$, kurio vertė yra nustatoma iš sąlygos: kai $\omega = \omega_{\text{u T}}$, įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ modulis $K_{\text{u}}(\omega_{\text{u T}}) = 1$ arba $K_{\text{u (dB)}}(\omega_{\text{u T}}) = 0$, ir todėl $\omega_{\text{ž u T }N} = \omega_{\text{ž u T}}$ ir $\omega_{\text{a u T }N} = \omega_{\text{a u T}}$. Taigi, iš čia darome išvadą: iš vienodų stiprinimo pakopų $K_{\text{u, i (dB)}}(\omega)$ sudaryto kaskadinio stiprintuvo atitinkamų koeficientų $K_{\text{u, i (dB) }N}$ priklausomybė nuo dažnio $\omega \le \omega_{\text{r ž }N}$ ir $\omega \ge \omega_{\text{r a }N}$, už stiprinimo dažnių diapazono $\Delta\omega_N$ (2.470) ribų logaritminėje dažnio $\lg(\omega/\omega_{\text{n}})$ skalėje yra tiesiška, čia normavimo dažnis ω_{n} parenkamas, pavyzdžiui, $\omega_{\text{n}} = 1$ Hz, ir todėl, didėjant $N > 1$, šios tiesės $K_{\text{u, i (dB) }N}(\omega)$ sukasi apie vienetinio stiprinimo tašką $\{K_{\text{u, i (dB) }N} = 0;\ \omega_{\text{ž, a u, i T}}\}$ taip, kaip tai parodyta 2.133 pav.



2.133 pav. Iš vienodų stiprinimo pakopų $K_{\text{u, i (dB)}}$ sudaryto kaskadinio stiprintuvo dažninės charakteristikos $K_{\text{u, i (dB) }N}(\omega)$, esant įvairiems pakopų skaičiams N

Čia reikia pasakyti, kad pagrindinės daugiapakopio kaskadinio stiprintuvo savybės išlieka ir tada, kai jis yra sudarytas iš skirtingų pakopų, kurių parametrai nevienodi – tarp jų visada bus pakopa, kurios srovės $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ arba įtampos $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ stiprinimo žemadažnis ribinis dažnis $\omega_{\text{r ž (max)}}$ didžiausias, ir pakopa, kurios aukštadažnis ribinis dažnis $\omega_{\text{r a (min)}}$ mažiausias. Šiuo atveju ribinių dažnių $\omega_{\text{r a }N}$ ir $\omega_{\text{r ž }N}$ atitinkamos išraiškos (2.486) ir (2.489) negali būti panaudotos, nes jos yra gautos kaskadinio stiprintuvo su vienodomis stiprinimo pakopomis atveju. Taigi, kaskadinio stiprintuvo su skirtingomis stiprinimo pakopomis atvejį išnagrinėsime esant dviem ($N = 2$) skirtingoms pakopoms, kurių $\boldsymbol{K}_{\text{i, u (1)}} \ne \boldsymbol{K}_{\text{i, u (2)}}$ ir šių koeficientų atitinkami aukštieji ribiniai dažniai tenkina nelygybę: $\omega_{\text{r a (1)}} < \omega_{\text{r a (2)}}$. Šiuo atveju kaskadinio stiprintuvo aukštąjį ribinį dažnį $\omega^*_{\text{r a 2}}$ išreikšime iš apibrėžties:

$$\{K_{\text{u, i o (1)}}/[1+(\omega^*_{\text{r a 2}}/\omega_{\text{r a (1)}})^2]^{1/2}\}\cdot\{K_{\text{u, i o (2)}}/[1+(\omega^*_{\text{r a 2}}/\omega_{\text{r a (2)}})^2]^{1/2}\} = \\ = K_{\text{u, i o (1)}}\cdot K_{\text{u, i o (2)}}/2^{1/2},$$

ir iš čia randame:

$$\omega^*_{\text{r a 2}} = [(\omega_{\text{r a (1)}}{}^4 + 6\cdot\omega_{\text{r a (1)}}{}^2\cdot\omega_{\text{r a (2)}}{}^2 + \omega_{\text{r a (2)}}{}^4)^{1/2} - \\ - \omega_{\text{r a (1)}}{}^2 - \omega_{\text{r a (2)}}{}^2]^{1/2}/2^{1/2}. \qquad (2.505c)$$

Iš (2.505c) matome: kai $\omega_{\text{r a (1)}} = \omega_{\text{r a (2)}}$, dažnis $\omega^*_{\text{r a 2}} \cong 0{,}644 \cdot \omega_{\text{r a (1, 2)}}$ ir ši vertė atitinka apskaičiuotą vertę iš (2.486), kai $N = 2$, o kai $\omega_{\text{r a (2)}} \Rightarrow \infty$, tai $\omega^*_{\text{r a 2}} \Rightarrow \omega_{\text{r a (1)}}$.

Analogiškai randame ir kaskadinio stiprintuvo su dviem ($N = 2$) skirtingomis pakopomis žemąjį ribinį dažnį $\omega^*_{\text{r ž 2}}$, kurio vertę nustatome iš apibrėžties:

$$\{K_{\text{u, i max (1)}}/[1+ (\omega^*_{\text{r ž 2}}/\omega_{\text{r ž (1)}})^{-2}]^{1/2}\} \cdot \{K_{\text{u, i max (2)}}/[1+ (\omega^*_{\text{r ž 2}}/\omega_{\text{r ž (2)}})^{-2}]^{1/2}\} = \\ = K_{\text{u, i max (1)}} \cdot K_{\text{u, i max (2)}}/2^{1/2},$$

ir iš čia randame:

$$\omega^*_{\text{r ž 2}} = [(\omega_{\text{r ž (1)}}{}^4 + 6 \cdot \omega_{\text{r ž (1)}}{}^2 \cdot \omega_{\text{r ž (2)}}{}^2 + \omega_{\text{r ž (2)}}{}^4)^{1/2} + \\ + \omega_{\text{r ž (1)}}{}^2 + \omega_{\text{r ž (2)}}{}^2]^{1/2}/2^{1/2}. \qquad (2.505\text{d})$$

Iš (2.505d) matome: kai $\omega_{\text{r ž (1)}} = \omega_{\text{r ž (2)}}$, dažnis $\omega^*_{\text{r ž 2}} \cong 1{,}554 \cdot \omega_{\text{r ž (1, 2)}}$, ir ši vertė atitinka apskaičiuotą vertę iš (2.489), kai $N = 2$, o kai $\omega_{\text{r ž (2)}} \Rightarrow 0$, tai $\omega^*_{\text{r ž 2}} \Rightarrow \omega_{\text{r ž (1)}}$, ir kai $\omega_{\text{r ž (2)}} >> \omega_{\text{r ž (1)}}$, tai $\omega^*_{\text{r ž 2}} \cong \omega_{\text{r ž (2)}}$.

Iš kaskadinio stiprintuvo su dviem ($N = 2$) skirtingomis pakopomis ribinių dažnių analizės darome išvadą, kad daugiapakopio ($N \geq 2$) stiprintuvo su skirtingomis pakopomis ribiniai dažniai $\omega_{\text{r a } N}$ ir $\omega_{\text{r ž } N}$ tenkina nelygybes: $\omega_{\text{r a } N} < \omega_{\text{r a (min)}}$ ir $\omega_{\text{r ž } N} > \omega_{\text{r ž (max)}}$, čia nelygybės yra didžiausios, kai turime vienodas stiprinimo pakopas.

Be dažniausiai elektronikoje naudojamo kaskadinio (nuoseklaus) tiesinių keturpolių jungimo būdo (pirmoji d.– P1.165 pav.), rečiau yra taikomas lygiagretus keturpolių jungimo būdas (pirmoji d.– P1.166 pav., P1.167 pav.), kuris yra vadinamas *kaskodiniu jungimu*, ir 2.134 pav. yra parodytos kelių pakopų stiprintuvų grandinės, sudarytos taikant kaskodinį (lygiagretų) keturpolių jungimo būdą.

Iš 2.134 pav. matome, jog yra galimi keturi kelių pakopų kaskodinio jungimo būdai:

1 – kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{\text{in } j}$ ir išėjimai $U_{\text{iš } j}$ yra sujungti lygiagrečiai, čia $j = 1, 2, \ldots, N$. Šis jungimo būdas yra vadinamas *lygiagretaus jungimo kaskodine grandine*;

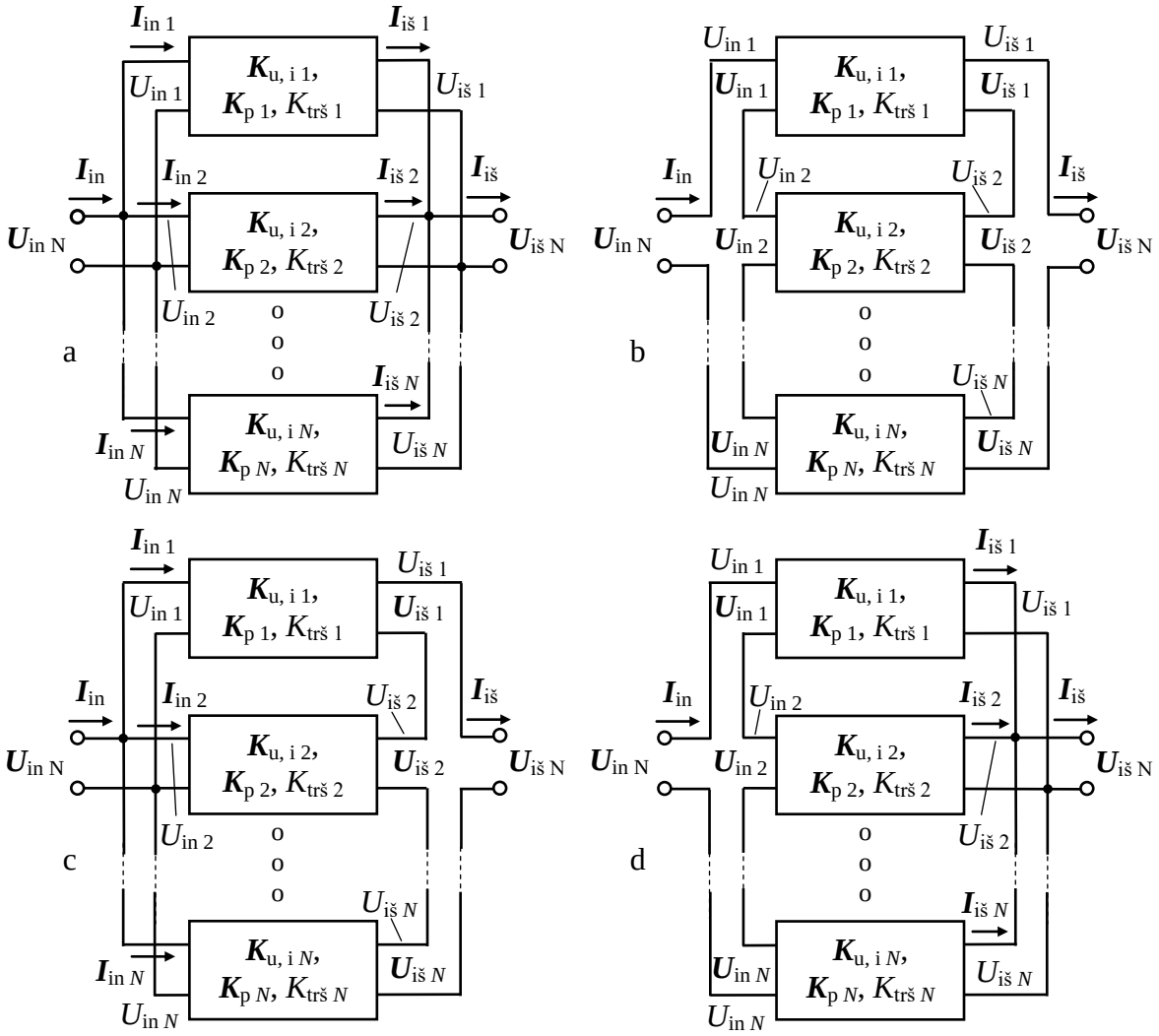
2 – kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{\text{in } j}$ ir išėjimai $U_{\text{iš } j}$ yra sujungti nuosekliai. Šis jungimo būdas yra vadinamas *nuoseklaus jungimo kaskodine grandine*;

3 – kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{\text{in } j}$ yra sujungti lygiagrečiai, o išėjimai $U_{\text{iš } j}$ – nuosekliai. Šis jungimo būdas yra vadinamas *lygiagretaus ir nuoseklaus jungimo kaskodine grandine*;

4 – kai stiprinimo pakopų įėjimai $U_{\text{in } j}$ yra sujungti nuosekliai, o išėjimai $U_{\text{iš } j}$ – lygiagrečiai. Šis jungimo būdas yra vadinamas *nuoseklaus ir lygiagretaus jungimo kaskodine grandine*.

Iš 2.134 pav., a, matome, kad iš N vienodų stiprinimo pakopų, kurių atitinkami koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u, i, p } (j)} = \boldsymbol{K}_{\text{u, i, p}}$ bei varžos $R_{\text{in } j} = R_{\text{in}}$ ir $r_{\text{in } j} = r_{\text{in}}$, sudaryto lygiagrečiojo jungimo N pakopų kaskodinio stiprintuvo atitinkami koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u, i, p N } (\ell)}$ bei įėjimo $U_{\text{in N}}$ ir išėjimo $U_{\text{iš N}}$ atitinkamos varžos $R_{\text{in N } (\ell)}$, $r_{\text{in N } (\ell)}$ ir $R_{\text{iš N } (\ell)}$, $r_{\text{iš N } (\ell)}$, yra išreiškiami taip:

$$\left.\begin{aligned}
&\boldsymbol{K}_{\text{u N } (\ell)} = \boldsymbol{U}_{\text{iš N}}/\boldsymbol{U}_{\text{in N}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš 1}}/\boldsymbol{U}_{\text{in 1}} = \cdots = \boldsymbol{U}_{\text{iš } N}/\boldsymbol{U}_{\text{in } N} = \boldsymbol{K}_{\text{u}},\\
&\boldsymbol{K}_{\text{i N } (\ell)} = \boldsymbol{I}_{\text{iš N}}/\boldsymbol{I}_{\text{in N}} = (\boldsymbol{I}_{\text{iš 1}} + \boldsymbol{I}_{\text{iš 2}} + \cdots + \boldsymbol{I}_{\text{iš } N})/(\boldsymbol{I}_{\text{in 1}} + \boldsymbol{I}_{\text{in 2}} + \cdots + \boldsymbol{I}_{\text{in } N}) =\\
&\qquad = \boldsymbol{K}_{\text{i N } (\ell)} = N \cdot \boldsymbol{I}_{\text{iš } j}/N \cdot \boldsymbol{I}_{\text{in } j} = \boldsymbol{K}_{\text{i}},\\
&\boldsymbol{K}_{\text{p N } (\ell)} = \boldsymbol{K}_{\text{u } N (\ell)} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{i } N (\ell)} = \boldsymbol{K}_{\text{u}} \cdot \boldsymbol{K}_{\text{i}} = \boldsymbol{K}_{\text{p}},\\
&R_{\text{in N } (\ell)} = U_{\text{in N}}/I_{\text{in N}} = U_{\text{in}}/(I_{\text{in 1}} + I_{\text{in 2}} + \cdots + I_{\text{in } N}) = R_{\text{in}}/N,\\
&r_{\text{in N } (\ell)} = \partial U_{\text{in N}\sim}/\partial I_{\text{in N}\sim} = \partial U_{\text{in } j\sim}/(\partial I_{\text{in 1}\sim} + \partial I_{\text{in 2}\sim} + \cdots + \partial I_{\text{in } N\sim}) = r_{\text{in}}/N,\\
&R_{\text{iš N } (\ell)} = U_{\text{iš N}}/I_{\text{iš N}} = U_{\text{iš}}/(I_{\text{iš 1}} + I_{\text{iš 2}} + \cdots + I_{\text{iš } N}) = U_{\text{iš } j}/(N \cdot I_{\text{iš } j}) = R_{\text{iš}}/N,\\
&r_{\text{iš N } (\ell)} = \partial U_{\text{iš N}\sim}/\partial I_{\text{iš N}\sim} = \partial U_{\text{iš } j\sim}/(\partial I_{\text{iš 1}\sim} + \partial I_{\text{iš 2}\sim} + \cdots + \partial I_{\text{iš } N\sim}) =\\
&\qquad = \partial U_{\text{iš } j\sim}/(N \cdot \partial I_{\text{iš } j\sim}) = r_{\text{iš}}/N.
\end{aligned}\right\} \qquad (2.506)$$



2.134 pav. *N* pakopų kaskodinių stiprintuvų grandinės, sudarytos taikant lygiagretų keturpolių jungimo būdą

Analogiškai iš 2.134 pav. ,b–d, randame:

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(n)}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\,N}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}} = (\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,1} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,2} + \cdots + \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,N})/(\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,N}) = \\
&\qquad = N\cdot\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}\,j}/(N\cdot\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,j}) = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}, \\
&\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(n)}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{iš\,N}}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{iš}\,1}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,1} = \cdots = \boldsymbol{I}_{\mathrm{iš}\,N}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,N} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{i}}, \\
&\boldsymbol{K}_{\mathrm{p\,N\,(n)}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}\,N\,(\mathrm{n})}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}\,N\,(\mathrm{n})} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}, \\
&R_{\mathrm{in\,N\,(n)}} = U_{\mathrm{in\,N}}/I_{\mathrm{in\,N}} = (U_{\mathrm{in}\,1} + U_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + U_{\mathrm{in}\,N})/I_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot U_{\mathrm{in}\,j}/I_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot R_{\mathrm{in}}, \\
&r_{\mathrm{in\,N\,(n)}} = \partial U_{\mathrm{in\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{in\,N}\sim} = (\partial U_{\mathrm{in}\,1\sim} + \partial U_{\mathrm{in}\,2\sim} + \cdots + \partial U_{\mathrm{in}\,N\sim})/\partial I_{\mathrm{in}\,j\sim} = \\
&\qquad = N\cdot\partial U_{\mathrm{in}\,j\sim}/\partial I_{\mathrm{in}\,j\sim} = N\cdot r_{\mathrm{in}}, \\
&R_{\mathrm{iš\,N\,(n)}} = U_{\mathrm{iš\,N}}/I_{\mathrm{iš\,N}} = (U_{\mathrm{iš}\,1} + U_{\mathrm{iš}\,2} + \cdots + U_{\mathrm{iš}\,N})/I_{\mathrm{iš}\,j} = N\cdot U_{\mathrm{iš}\,j}/I_{\mathrm{iš}\,j} = N\cdot R_{\mathrm{iš}}, \\
&r_{\mathrm{iš\,N\,(n)}} = \partial U_{\mathrm{iš\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{iš\,N}\sim} = (\partial U_{\mathrm{iš}\,1\sim} + \partial U_{\mathrm{iš}\,2\sim} + \cdots + \partial U_{\mathrm{iš}\,N\sim})/\partial I_{\mathrm{iš}\,j\sim} = \\
&\qquad = N\,\partial U_{\mathrm{iš}\,j\sim}/\partial I_{\mathrm{iš}\,j\sim} = N\cdot r_{\mathrm{iš}},
\end{aligned}
\qquad (2.507)
$$

nuosekliojo jungimo atveju (2.134 pav., b);

$$
\left.
\begin{aligned}
\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}} = (\boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,1} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,2} + \cdots + \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,N})/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot\boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}},\\
\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}} = \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/(\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,1} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + \boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,N}) = \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/N\cdot\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,j} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{i}}/N,\\
\boldsymbol{K}_{\mathrm{p\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(\ell\text{-}n)}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(\ell\text{-}n)}} = N\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}}/N = \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}},\\
R_{\mathrm{in\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= U_{\mathrm{in\,N}}/I_{\mathrm{in\,N}} = U_{\mathrm{in}\,j}/(I_{\mathrm{in}\,1} + I_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + I_{\mathrm{in}\,N}) = U_{\mathrm{in}\,j}/(N\cdot I_{\mathrm{in}\,j}) = R_{\mathrm{in}}/N,\\
r_{\mathrm{in\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= \partial U_{\mathrm{in\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{in\,N}\sim} = \partial U_{\mathrm{in}\,j\sim}/(\partial I_{\mathrm{in}\,1\sim} + \partial I_{\mathrm{in}\,2\sim} + \cdots + \partial I_{\mathrm{in}\,N\sim}) =\\
&= \partial U_{\mathrm{in}\,j\sim}/(N\cdot\partial I_{\mathrm{in}\,j\sim}) = r_{\mathrm{in}}/N,\\
R_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/I_{\mathrm{i\check{s}\,N}} = (U_{\mathrm{i\check{s}}\,1} + U_{\mathrm{i\check{s}}\,2} + \cdots + U_{\mathrm{i\check{s}}\,N})/I_{\mathrm{i\check{s}}\,j} = N\cdot U_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/I_{\mathrm{i\check{s}}\,j} = N\cdot R_{\mathrm{i\check{s}}},\\
r_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(\ell\text{-}n)}} &= \partial U_{\mathrm{i\check{s}\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{i\check{s}\,N}\sim} = (\partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,1\sim} + \partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,2\sim} + \cdots + \partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,N\sim})/\partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim} =\\
&= N\cdot\partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim}/\partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim} = N\cdot r_{\mathrm{i\check{s}}},
\end{aligned}
\right\} \quad (2.508)
$$

lygiagrečiojo ir nuosekliojo jungimo atveju (2.134 pav., c);

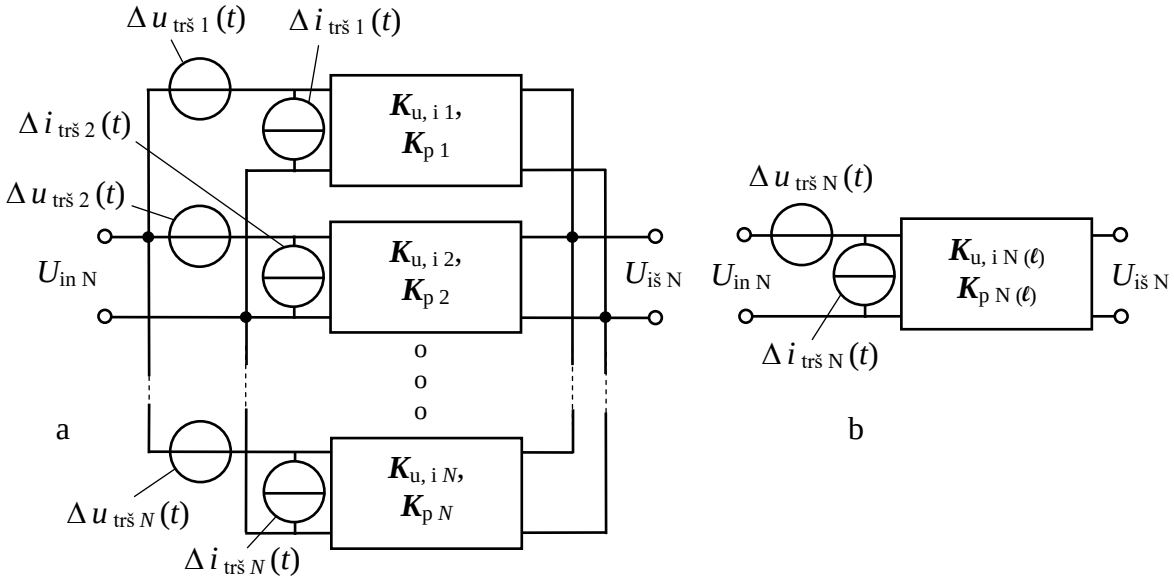
$$
\left.
\begin{aligned}
\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/(\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,1} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + \boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,N}) = \boldsymbol{U}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/(N\cdot\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}\,j}) = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}/N,\\
\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}} = (\boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,1} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,2} + \cdots + \boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,N})/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot\boldsymbol{I}_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/\boldsymbol{I}_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}},\\
\boldsymbol{K}_{\mathrm{p\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(n\text{-}\ell)}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(n\text{-}\ell)}} = (\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}/N)\cdot N\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}},\\
R_{\mathrm{in\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= U_{\mathrm{in\,N}}/I_{\mathrm{in\,N}} = (U_{\mathrm{in}\,1} + U_{\mathrm{in}\,2} + \cdots + U_{\mathrm{in}\,N})/I_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot U_{\mathrm{in}\,j}/I_{\mathrm{in}\,j} = N\cdot R_{\mathrm{in}},\\
r_{\mathrm{in\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= \partial U_{\mathrm{in\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{in\,N}\sim} = (\partial U_{\mathrm{in}\,1\sim} + \partial U_{\mathrm{in}\,2\sim} + \cdots + \partial U_{\mathrm{in}\,N\sim})/\partial I_{\mathrm{in}\,j\sim} =\\
&= N\cdot\partial U_{\mathrm{in}\,j\sim}/\partial I_{\mathrm{in}\,j\sim} = N\cdot r_{\mathrm{in}},\\
R_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}/I_{\mathrm{i\check{s}\,N}} = U_{\mathrm{i\check{s}}}/(I_{\mathrm{i\check{s}}\,1} + I_{\mathrm{i\check{s}}\,2} + \cdots + I_{\mathrm{i\check{s}}\,N}) = U_{\mathrm{i\check{s}}\,j}/(N\cdot I_{\mathrm{i\check{s}}\,j}) = R_{\mathrm{i\check{s}}}/N,\\
r_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(n\text{-}\ell)}} &= \partial U_{\mathrm{i\check{s}\,N}\sim}/\partial I_{\mathrm{i\check{s}\,N}\sim} = \partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim}/(\partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,1\sim} + \partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,2\sim} + \cdots + \partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,N\sim}) =\\
&= \partial U_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim}/(N\cdot\partial I_{\mathrm{i\check{s}}\,j\sim}) = r_{\mathrm{i\check{s}}}/N,
\end{aligned}
\right\} \quad (2.509)
$$

nuosekliojo ir lygiagrečiojo jungimo atveju (2.134 pav., d).

Iš gautų išraiškų (2.506)–(2.509) matome, kad iš N vienodų stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}\,N\,(\ell,\,\mathrm{n},\,\ell\text{-}\mathrm{n},\,\mathrm{n}\text{-}\ell)} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ – visais nagrinėjamais atvejais atitinka atskiros stiprinimo pakopos galios $\boldsymbol{P}_{\mathrm{in}}$ stiprinimo koeficientą $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$. Tačiau čia pasakysime, jog visais atvejais kaskodinių stiprintuvų išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ galia $\boldsymbol{P}_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ yra N kartų didesnė už atskiros stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}}}$ galią $\boldsymbol{P}_{\mathrm{i\check{s}}}$, nes $\boldsymbol{P}_{\mathrm{i\check{s}\,N}} = N\cdot\boldsymbol{P}_{\mathrm{i\check{s}}}$. Lygiagrečiojo (2.134 pav., a) ir nuosekliojo (2.134 pav., b) jungimo N pakopų kaskodinių stiprintuvų įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}}$ bei srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i\,N\,(\ell,\,n)}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$ – taip pat atitinka atskiros stiprinimo pakopos atitinkamus koeficientus $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i}}$. Šiais atvejais skiriasi kaskodinių stiprintuvų įėjimo $U_{\mathrm{in\,N}}$ ir išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ atitinkamų varžų $R_{\mathrm{in\,N}}$, $r_{\mathrm{in\,N}}$ ir $R_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$, $r_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ vertės – jos yra N kartų didesnės nuosekliojo jungimo atveju (2.134 pav., b), arba N kartų mažesnės lygiagrečiojo jungimo atveju (2.134 pav., a), palyginti su atskiros stiprinimo pakopos atitinkamomis įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}}}$ varžomis R_{in}, r_{in} ir $R_{\mathrm{i\check{s}}}$, $r_{\mathrm{i\check{s}}}$. Lygiagrečiojo ir nuosekliojo jungimo atveju (2.134 pav., c) N pakopų kaskodinio stiprintuvo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(\ell\text{-}n)}}$ yra N kartų didesnis už atskiros stiprinimo pakopos $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}$, tačiau tiek pat kartų yra mažesnis srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(\ell\text{-}n)}}$, ir atitinkamai N kartų mažesnė įėjimo $U_{\mathrm{in\,N}}$ ir N kartų didesnė išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ atitinkamos varžos $R_{\mathrm{in\,N\,(\ell\text{-}n)}}$, $r_{\mathrm{in\,N\,(\ell\text{-}n)}}$ ir $R_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(\ell\text{-}n)}}$, $r_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(\ell\text{-}n)}}$. Analogiškai nuosekliojo ir lygiagrečiojo jungimo atveju (2.134 pav., d) N pakopų kaskodinio stiprintuvo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,N}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,N\,(n\text{-}\ell)}}$ yra N kartų mažesnis už atskiros stiprinimo pakopos $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}$, tačiau tiek pat kartų didesnis yra srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\,N}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{i\,N\,(n\text{-}\ell)}}$, ir atitinkamai mažesnė išėjimo $U_{\mathrm{i\check{s}\,N}}$ ir didesnė įėjimo $U_{\mathrm{in\,N}}$ atitinkamos varžos $R_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(n\text{-}\ell)}}$, $r_{\mathrm{i\check{s}\,N\,(n\text{-}\ell)}}$ ir $R_{\mathrm{in\,N\,(n\text{-}\ell)}}$, $r_{\mathrm{in\,N\,(n\text{-}\ell)}}$. Taigi, visos šios kaskodinių

stiprintuvų elektrinės savybės rodo jų analogiją su transformatoriumi, kurio pirminės – I ir antrinės – II apvijų atitinkamų vijų skaičių n_1 ir n_2 santykis $N_{21} = n_2/n_1 > 1$, ir tai atitinka kaskodinio stiprintuvo pakopų skaičių N.

Čia reikia pasakyti, kad kaskodinio stiprintuvo triukšmų koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{trš N (dB)}}$ bendru atveju taip pat nėra išreiškiamas jį sudarančių stiprinimo pakopų triukšmų koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{trš } j \text{ (dB)}}$, išreikštų decibelais, suma (2.461). Šiuo atveju iš (pirmosios d.– (1.415)) darome išvadą, kad iš N vienodų stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų bendrasis triukšmų koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{trš N (dB)}} = \boldsymbol{K}_{\text{trš (dB)}}$ – atskiros stiprinimo pakopos triukšmų koeficientas decibelais, nes visais atvejais turime tapatybe: $\boldsymbol{K}_{\text{p N}(\ell,\ \text{n},\ \ell\text{-n},\ \text{n-}\ell\ )} = \boldsymbol{K}_{\text{p}}$ – atskiros stiprinimo pakopos galios stiprinimo koeficientas. Lygiagrečiojo jungimo kaskodinės grandinės atveju (2.134 pav., a) iš N vienodų pakopų sudaryto kaskodinio stiprintuvo ekvivalentinė triukšmų grandinė yra parodyta 2.135 pav., kuriame $\Delta u_{\text{trš } j}(t)$ ir $\Delta i_{\text{trš } j}(t)$ – atitinkamai j-osios stiprinimo pakopos įėjime $U_{\text{in } j}$ perskaičiuoti lygiaverčiai įtampos ir srovės triukšmų generatoriai.



2.135 pav. Iš N vienodų idealių pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo grandinė su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{\text{trš } j}(t)$ bei srovės $\Delta i_{\text{trš } j}(t)$ triukšmų generatoriais įėjimuose $U_{\text{in } j}$ (a), ir jos ekvivalentinė triukšmų schema (b)

Atskiros j pakopos lygiaverčiai triukšmų generatoriai $\Delta u_{\text{trš } j}(t)$ ir $\Delta i_{\text{trš } j}(t)$ yra susiję koreliacine funkcija $\gamma_{\text{k } j}$ taip:

$$\gamma_{\text{k } j} = (\overline{\Delta u^*_{\text{trš } j} \cdot \Delta i_{\text{trš } j}})/[(\overline{\Delta u_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2} \cdot (\overline{\Delta i_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2}], \qquad (2.510)$$

čia $\Delta u^*_{\text{trš } j}$ – lygiaverčio įtampos triukšmų generatoriaus $\Delta u_{\text{trš } j}(t)$ jungtinis kompleksinis dydis.

Atskiros j pakopos triukšmų koeficientas $K_{\text{trš } j}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{\text{trš } j} = 1 + [(\overline{\Delta u_{\text{trš } j}{}^2} \cdot \overline{\Delta i_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2}/(4 \cdot \text{k} \cdot T)] \times$$

$$\times [(R_{\text{s}}/R_{\text{opt } j} + \alpha_j)^2 + (X_{\text{s}}/R_{\text{opt } j} - \beta_j)^2 + 1 - |\gamma_{\text{k } j}|^2]/(R_{\text{s}}/R_{\text{opt } j}), \quad (2.511)$$

čia:

$$\gamma_{\text{k } j} = \alpha_j + \text{j} \cdot \beta_j, \qquad R_{\text{opt } j} = (\overline{\Delta u_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2}/(\overline{\Delta i_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2}, \qquad \boldsymbol{Z}_{\text{s}} = R_{\text{s}} + \text{j} \cdot X_{\text{s}}. \quad (2.512)$$

Iš (2.511) ir (2.512) matome: stiprinimo pakopos triukšmų koeficientas $K_{\text{trš } j}$ priklauso nuo signalo šaltinio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vidinės varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{s}}$, ir todėl įgauna minimalią vertę $K_{\text{trš } j \text{ min}}$, kai $\boldsymbol{Z}_{\text{s}} = R_{\text{opt } j}$, ir iš čia:

$$K_{\text{trš } j \text{ min}} = 1 + [(\overline{\Delta u_{\text{trš } j}{}^2} \cdot \overline{\Delta i_{\text{trš } j}{}^2})^{1/2}/(2 \cdot \text{k} \cdot T)] \cdot [\alpha_j + (1 - \beta_j{}^2)^{1/2}]. \quad (2.513)$$

Iš N vienodų idealių pakopų sudaryta lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo grandinė su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{\text{trš } j}(t)$ ir srovės $\Delta i_{\text{trš } j}(t)$ triukšmų generatoriais įėjimuose $U_{\text{in } j}$ (2.135 pav., a) yra pakeičiama jos ekvivalentine triukšmų schema (2.135 pav., b) su lygiaverčiais įtampos $\Delta u_{\text{trš N}}(t)$ ir srovės $\Delta i_{\text{trš N}}(t)$ triukšmų generatoriais įėjime $U_{\text{in N}}$, kurie yra susiję koreliacine funkcija $\gamma_{\text{N k}}$, ir todėl išreiškiami taip:

$$\overline{\Delta u_{\text{trš N}}{}^2} = \Delta \overline{u_{\text{trš } j}{}^2}/N,\ \ \Delta \overline{i_{\text{trš N}}{}^2} = N\cdot\Delta \overline{i_{\text{trš } j}{}^2},\quad \gamma_{\text{N k}} = \alpha_{\text{N}} + \text{j}\cdot\beta_{\text{N}}. \quad (2.514)$$

Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) triukšmų koeficientas $K_{\text{trš N}(\ell)}$ yra išreiškiamas taip:

$$K_{\text{trš N}(\ell)} = 1 + [(\overline{\Delta u_{\text{N trš}}{}^2}\cdot\Delta \overline{i_{\text{N trš}}{}^2})^{1/2}/(4\cdot\text{k}\cdot T)]\times$$

$$\times\,[(R_{\text{s}}/R_{\text{opt N}} + \alpha_j)^2 + (X_{\text{s}}/R_{\text{opt N}} - \beta_j)^2 + 1 - |\gamma_{\text{k}\,j}|^2]/(R_{\text{s}}/R_{\text{opt N}}), \quad (2.515)$$

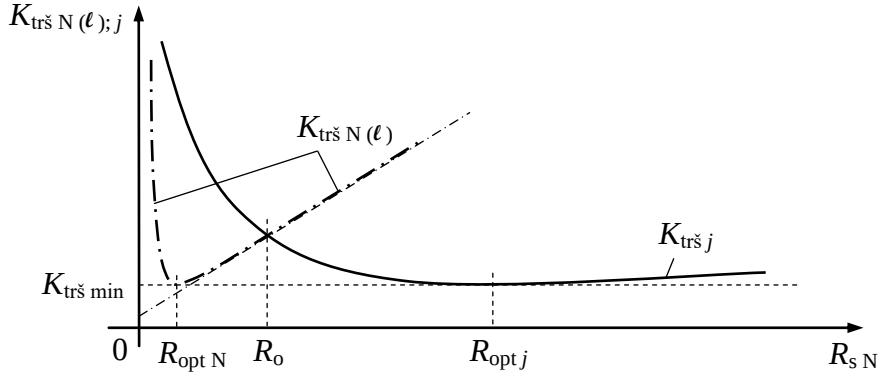
čia $R_{\text{opt N}} = R_{\text{opt}\cdot j}/N$ – signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ šaltinio vidinės varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{s}}$ optimali vertė $\boldsymbol{Z}_{\text{s opt}}$, kuriai esant triukšmų koeficientas $K_{\text{trš N}(\ell)}$ įgauna minimalią vertę $K_{\text{trš N}(\ell)\,\min}$:

$$K_{\text{trš }N(\ell)\,\min} = 1 + [(\Delta \overline{u_{N\,\text{trš}}{}^2}\cdot\Delta \overline{i_{N\,\text{trš}}{}^2})^{1/2}/(2\cdot\text{k}\cdot T)]\cdot[\alpha_j + (1-\beta_j{}^2)^{1/2}] = K_{\text{trš }j\,\min}. \quad (2.516)$$

Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) įėjimo $U_{\text{in N}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ šaltinio vidinės varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{s N}}$ optimali vertė $\boldsymbol{Z}_{\text{s opt N}}$ yra išreiškiama taip:

$$\boldsymbol{Z}_{\text{s opt N}} = R_{\text{s N}} + \text{j}\cdot X_{\text{s N}},\ \ R_{\text{s N}} = (R_{\text{opt}\cdot j}/N)\cdot(1-\beta_j{}^2)^{1/2},\ \ X_{\text{s N}} = \beta_j\cdot R_{\text{opt}\cdot j}/N. \quad (2.517)$$

Iš (2.516) matome: iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) minimalus triukšmų koeficientas $K_{\text{trš N}(\ell)\,\min}$ yra toks pat, kaip ir atskiros stiprinimo pakopos (2.513). Kai $\boldsymbol{Z}_{\text{s N}}$ yra įvairių verčių, triukšmų koeficientai $K_{\text{trš } j}$ (2.511) ir $K_{\text{trš N}}$ (2.515) sudėtingu būdu priklauso nuo $\boldsymbol{Z}_{\text{s N}}$. Šios priklausomybės, esant aktyviajai varžai $\boldsymbol{Z}_{\text{s N}} = R_{\text{s N}}$, yra parodytos 2.136 pav.



2.136 pav. Iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) triukšmų koeficiento $K_{\text{trš N}(\ell)}$ ir atskiros j pakopos triukšmų koeficiento $K_{\text{trš } j}$ priklausomybės nuo įėjime $U_{\text{in N}}$ veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ šaltinio vidinės varžos $\boldsymbol{Z}_{\text{s N}} = R_{\text{s N}}$

Iš 2.136 pav. matome: jei tenkinama sąlyga: $R_{\text{s N}} < R_{\text{o}} = R_{\text{opt }j}/N^{1/2}$, tai $K_{\text{trš N}(\ell)} < K_{\text{trš } j}$, ir todėl iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) triukšmų koeficientas $K_{\text{trš N}(\ell)}$ yra mažesnis už atskiros pakopos triukšmų koeficientą $K_{\text{trš } j}$. Kitu atveju, kai $R_{\text{s N}} > R_{\text{o}}$, susidaro nepageidautina situacija, nes $K_{\text{trš N}(\ell)} > K_{\text{trš } j}$. Kita vertus, iš 2.136 pav. matome, kad atskiros j pakopos triukšmų koeficiento $K_{\text{trš } j}$ minimali vertė $K_{\text{trš } j\,\min}$ išlieka santykinai pastovi gana plačiame varžų $R_{\text{s N}}$ diapazone, o iš N vienodų pakopų sudaryto lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo (2.135 pav., b) triukšmų koeficiento $K_{\text{trš N}(\ell)}$ minimali vertė $K_{\text{trš N}(\ell)\,\min}$ išlieka santykinai pastovi tik labai siaurame varžų $R_{\text{s N}} \approx$ $\approx R_{\text{opt N}}$ diapazone.

Iš anksčiau gautų rezultatų (2.506)–(2.509) analizės ir iš jų kilusios išvados, kad visais kaskodinių stiprintuvų atvejais turime tapatybę: $\boldsymbol{K}_{\text{p } N\,(\ell,\ \text{n},\ \ell\text{-n},\ \text{n-}\ell\ )} = \boldsymbol{K}_{\text{p } j}$, darome akivaizdžią išvadą: iš N vienodų stiprinimo pakopų sudarytų kaskodinių stiprintuvų ribiniai dažniai $\omega_{\text{r ž, a N}}$ atitinka atskiros j pakopos atitinkamus ribinius dažnius $\omega_{\text{r ž, a}}$.

2.1.6. Kaskadinio (nuoseklaus, pakopinio) stiprintuvo tarppakopiniai ryšiai (daugiapakopiai stiprintuvai)

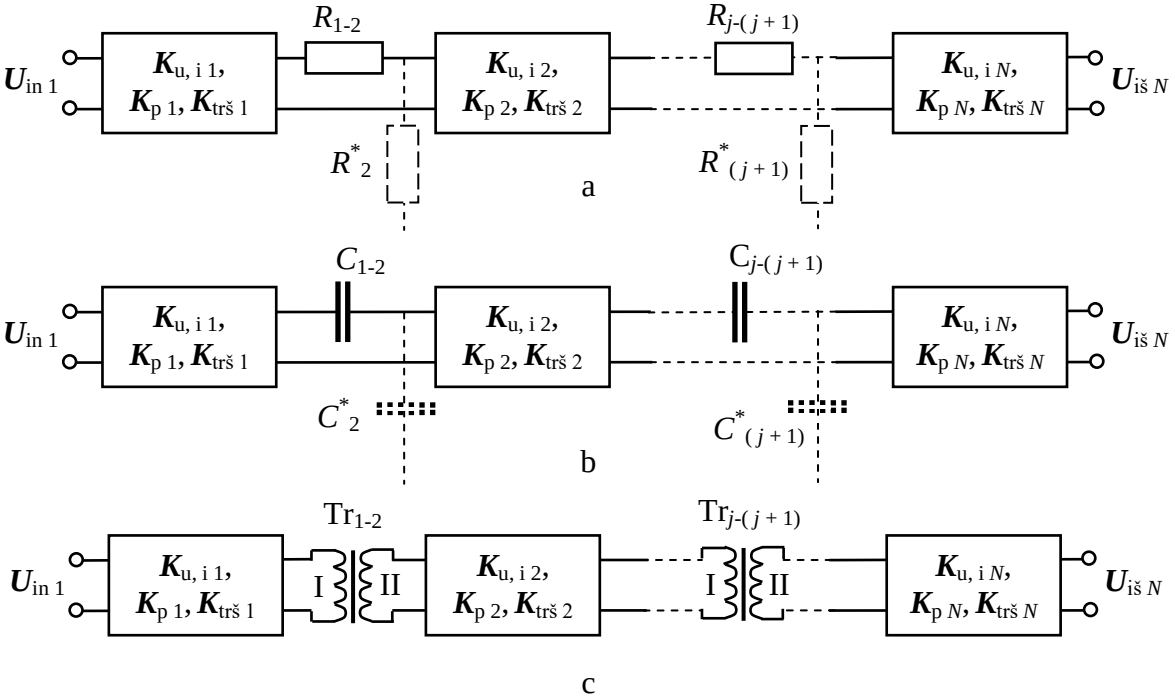
Dviejų ir daugiau ($N \geq 2$) pakopų kaskadiniai (pakopiniai) stiprintuvai gali būti sudaryti keturiais ryšio tarp pakopų būdais:

1- *galvaninis ryšys* (tiesioginis), kai j pakopos išėjimas $U_{\text{iš } j}$ yra galviniškai – betarpiškai, be skiriamojo kondensatoriaus $C = 0$, sujungtas su kitos (j + 1) pakopos įėjimu $U_{\text{in } (j+1)}$ (2.128 pav.), čia j = 1, 2, 3 ... Akivaizdu, kad šis jungimo būdas yra būtinas pastovaus (nuolatinio) signalo $U_{\text{in }=}$ ir $I_{\text{in }=}$ stiprintuvuose. Galvaninis ryšys išlieka ir kai j pakopos yra sujungtos per ryšio rezistorių R arba (ir) indukcinę ryšio ritelę L.

2- *rezistorinis* (*reostatinis*) *ryšys*, kai j pakopos išėjimas $U_{\text{iš } j}$ yra per ryšio rezistorių $R_{j\text{-}(j+1)}$ arba rezistorinį įtampos daliklį $R_j \| R_{(j+1)}$ sujungtas su kitos (j + 1) pakopos įėjimu $U_{\text{in } (j+1)}$, tai parodyta 2.137 pav., a. Šis jungimo būdas taip pat yra naudojamas pastovaus (nuolatinio) signalo $U_{\text{in }=}$ ir $I_{\text{in }=}$ stiprintuvuose.

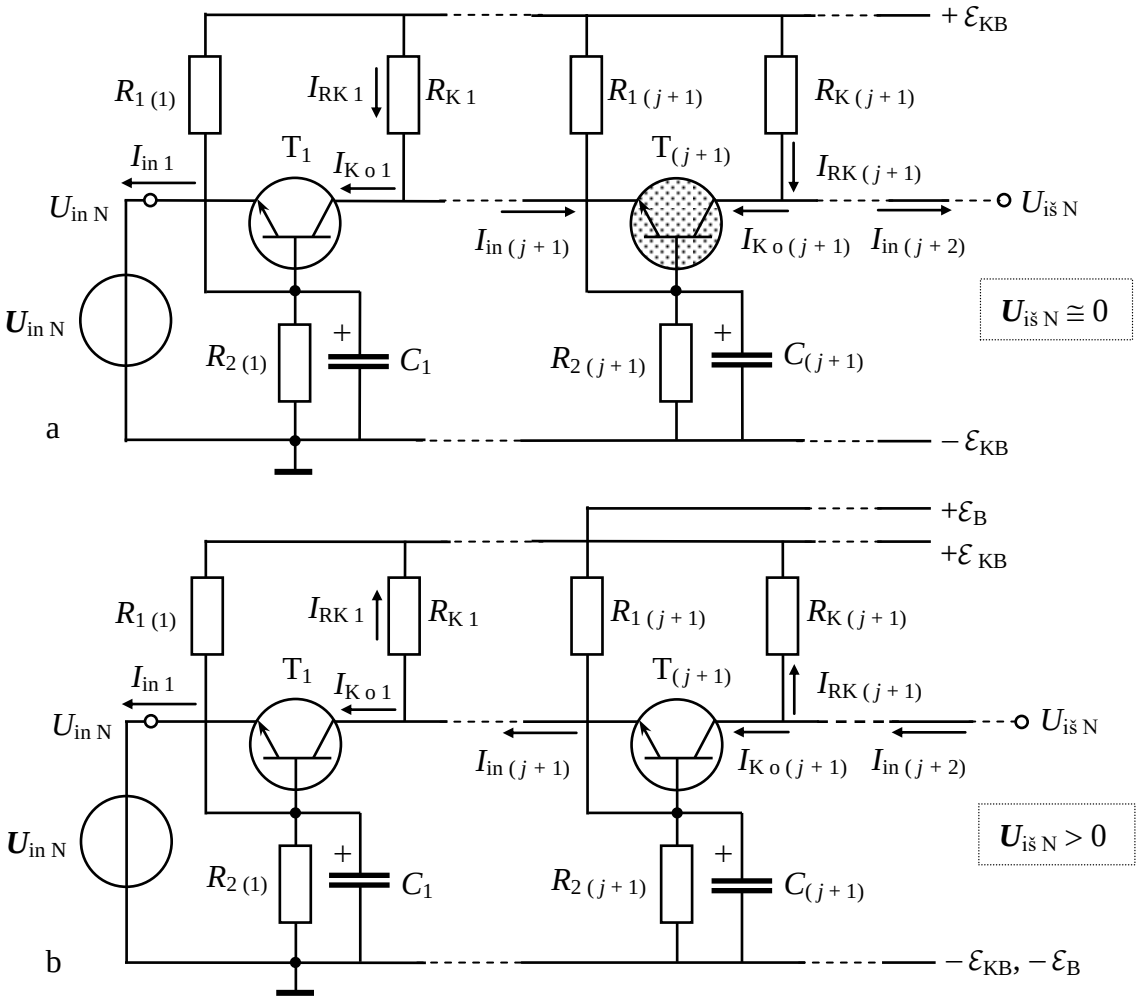
3- *talpinis ryšys*, kai j pakopos išėjimas $U_{\text{iš } j}$ per skiriamąjį kondensatorių $C_{j\text{-}(j+1)}$ arba rečiau – talpinį įtampos daliklį $C_j \| C_{(j+1)}$ yra sujungtas su kitos (j + 1) pakopos įėjimu $U_{\text{in } (j+1)}$, tai parodyta 2.137 pav., b. Šis jungimo būdas yra naudojamas išimtinai kintamojo signalo $U_{\text{in }\sim}(u_{\text{in}}(t))$ ir $I_{\text{in }\sim}(i_{\text{in}}(t))$ stiprintuvuose.

4- *transformatorinis ryšys*, kai j pakopos išėjimas $U_{\text{iš } j}$ per skiriamąjį transformatorių $\text{Tr}_{j\text{-}(j+1)}$ arba rečiau – autotransformatorių $\text{Tra}_{j\text{-}(j+1)}$ yra sujungtas su kitos (j + 1) pakopos įėjimu $U_{\text{in } (j+1)}$, tai parodyta 2.137 pav., c. Šis jungimo būdas taip pat yra naudojamas išimtinai kintamojo signalo $U_{\text{in }\sim}(u_{\text{in}}(t))$ ir $I_{\text{in }\sim}(i_{\text{in}}(t))$ stiprintuvuose.



2.137 pav. Tarppakopiniai ryšiai kaskadiniuose stiprintuvuose: a – rezistorinis (reostatinis) ryšys; b – talpinis ryšys; c – transformatorinis ryšys

Kaskadiniuose stiprintuvuose, kuriuose tarp pakopų yra galvaninis ryšys (2.128 pav.), pagrindinė problema yra suderinti tranzistorių T_j pradinės (stacionarios) veikos taškų $\{I_{K\,o}, U_{KB,\,KE\,o}\}$ arba $\{I_{D\,o}, U_{DG,\,DS\,o}\}$ sąlygas atskirose stiprinimo pakopose. Tai ypač aktualu dvipolių tranzistorių T_j atveju, nes kitos pakopos, pavyzdžiui, $(j+1)$, įėjimo $U_{in\,(j+1)}$ pastovioji srovė $I_{in\,(j+1)} = > I_{K\,o\,j}$ – BB schemoje, arba $I_{in\,(j+1)} = < I_{K\,o\,j}$ – BE, BK ir EK schemose, čia $I_{K\,o\,j}$ – j pakopos dvipolio tranzistoriaus T_j pastovioji kolektoriaus K_j srovė pradiniame veikos taške $\{I_{K\,o}, U_{KB,\,KE\,o}\}$ apkrovos tiesėje, pavyzdžiui, taške c (2.70 pav. ir 2.71 pav.). Ši problema matyti iš 2.138 pav., a, parodyto galvaninio ryšio tarp BB (2.69 pav., a) stiprinimo pakopų atveju.

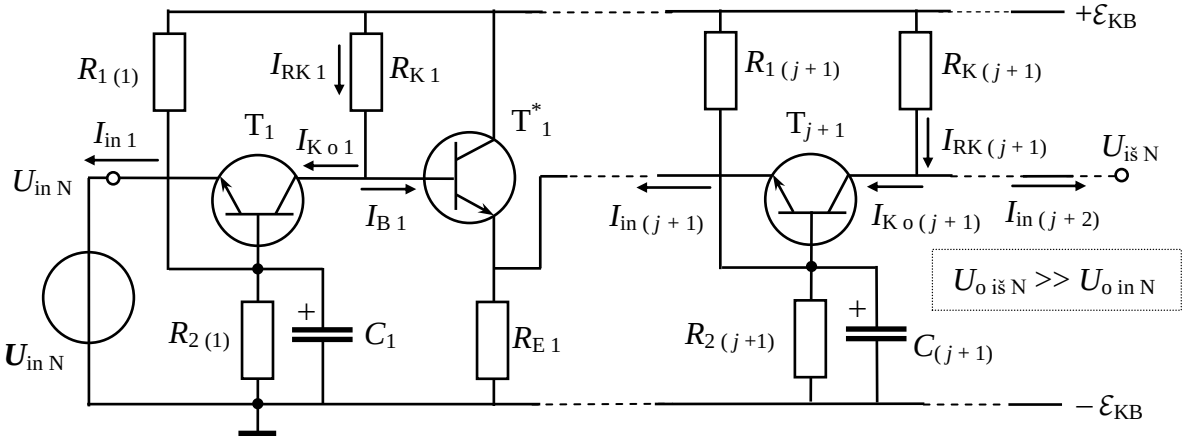


2.138 pav. Galvaninio ryšio grandinių atvejai tarp BB stiprinimo pakopų kaskadiniuose stiprintuvuose: a – kai tranzistorių T_j veikos taškai $\{I_{K\,o\,j}, U_{KB\,o\,j}\}$ nesuderinti ir dėl to schema neveikia; b – yra suderinti ir schema veikia, tačiau neturi praktinės vertės

Iš 2.138 pav., a, matome: BB pakopų atveju, esant tik vienam maitinimo įtampos šaltiniui $\mathcal{E}_{KB}$, kitos $(j+1)$ pakopos tranzistoriaus $T_{(j+1)}$ stacionarus veikos taškas $\{I_{K\,o\,(j+1)}, U_{KB\,o\,(j+1)}\}$ jo apkrovos tiesėje $R_{K\,(j+1)}$ negali būti toks pat, kaip prieš ją esančios, pavyzdžiui, pirmosios pakopos tranzistoriaus T_1, kurio stacionarus veikos taškas $\{I_{K\,o\,1}, U_{KB\,o\,1}\}$ yra nustatytas apkrovos tiesės $R_{K\,1}$, pavyzdžiui, vidurio taške c (2.70 pav., b). Tai kyla iš akivaizdaus fakto, jog neįmanoma užtikrinti tranzistoriaus $T_{(j+1)}$ normalios veikos, kurios metu jo bazės $B_{(j+1)}$ pastovioji įtampa $U_{B\,o\,(j+1)}$ tenkintų būtiną sąlygą: $U_{B\,o\,(j+1)} > > U_{K\,o\,j}$ – tranzistoriaus T_j kolektoriaus K_j pastovioji įtampa. Iš čia matome, jog kyla *įtampų verčių suderinimo problema*, nes nagrinėjamu atveju visada galioja atvirkštinė įtampų priklausomybė: $U_{Bo\,(j+1)} \le U_{K\,o\,j}$. Todėl, pradedant antrąja stiprinimo pakopa – $j \ge 2$, visi kiti

tranzistoriai T_2–T_N yra „uždaryti“, ir dėl to kaskadinio stiprintuvo išėjime $U_{\text{iš N}} \equiv U_{\text{iš }N}$ turime $\boldsymbol{U}_{\text{iš N}} \equiv \boldsymbol{U}_{\text{iš }N} \cong 0$ (2.138 pav., a) – šis įrenginys neveikia. Vienas šios problemos sprendimo būdų yra antrojo – papildomo maitinimo įtampos šaltino $\mathcal{E}_{\text{B}}$ panaudojimas antrosios ($j = 2$), ir visų kitų po jos einančių stiprinimo pakopų veikos taško $\{I_{\text{K o}(j+1)}, U_{\text{KB o}(j+1)}\}$ nustatymui taip, kaip tai parodyta 2.138 pav., b. Šiuo atveju, parenkant $\mathcal{E}_{\text{B}} > \mathcal{E}_{\text{KB}}$ ir rezistorinių įtampos daliklių $R_{2(j+1)} \| R_{1(j+1)}$ dalijimo koeficientą $k_{\text{u}(j+1)} = R_{2(j+1)}/(R_{1(j+1)} + R_{2(j+1)})$, yra užtikrinama būtina sąlyga: $U_{\text{B o}(j+1)} > U_{\text{K o}\,j}$, kuriai esant visų tranzistorių T_j veikos taškai $\{I_{\text{K o}\,j}, U_{\text{KB o}\,j}\}$ yra nustatomi, pavyzdžiui, jų apkrovos tiesės vidurio taške c (2.70 pav., b). Tačiau šiuo atveju pirmosios ($j = 1$) ir visų kitų pakopų iki prieš paskutinę pakopą ($N - 1$) imtinai išėjimai $U_{\text{iš}\,j}$ yra sujungti su maža BB schemos įėjimo varža $R_{\text{in b}} \cong R_{\text{EB b}}$ ir $r_{\text{in b}} \cong r_{\text{EB b}}$ (2.258, 2.260, 1.125). Todėl visų šių pakopų, išskyrus paskutinę N, apkrovos varža $R_{\text{a}\,k} = R_{\text{K}(k)} \| R_{\text{EB b}(k)} \cong R_{\text{EB b}(k)}$, čia $k = 1, 2, ..., j, ..., N - 1$, ir todėl šių BB stiprinimo pakopų įtampos stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{u b}(k)}$ (pirmoji d.– (1.137), 1.59 pav., b) gerokai sumažėja. Taigi, tokio kaskadinio stiprintuvo įėjime $U_{\text{in N}} \equiv U_{\text{in 1}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in N}} \equiv \boldsymbol{U}_{\text{in 1}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u N}} \approx \boldsymbol{K}_{\text{u b}(N)}$ – paskutinės (N-tosios) BB stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficientas. Iš čia matome: turime veikiantį įrenginį, neturinti praktinės vertės, ir todėl toks sprendimo būdas nėra taikomas. Kita vertus, iš čia darome išvadą, jog išsprendę įtampų verčių suderinimo problemą, susidūrėme su kita – *varžų suderinimo problema*.

Įėjimo $U_{\text{in N}}$ pastoviojo signalo $U_{\text{in}=}$ ir $I_{\text{in}=}$ kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BB stiprinimo pakopų, varžų suderinimo problema yra sprendžiama įterpus BK arba EK stiprinimo pakopas taip, kaip tai parodyta 2.139 pav.



2.139 pav. Įėjimo $U_{\text{in N}}$ pastovaus signalo $U_{\text{in}=}$ ir $I_{\text{in}=}$ kaskadinis stiprintuvas su BB stiprinimo pakopomis T_j, kurių varžų $R_{\text{in, iš}(j)}$ suderinimui yra įterptos EK stiprinimo pakopos T^*_j

Iš 2.139 pav. matome: pirmosios ($j = 1$) ir visų kitų BB stiprinimo pakopų išėjimai $U_{\text{iš}\,j}$ yra apkrauti labai didele EK stiprinimo pakopos įėjimo varža $R_{\text{in k}} = R_{\text{B k}}$ (pirmoji d.– (1.172)), o pradedant antrąja ($j \geq 2$) ir visų kitų BB stiprinimo pakopų įėjimai $U_{\text{in}(1+j)}$ yra apkrauti maža EK stiprinimo pakopos išėjimo varža $R_{\text{iš k}} \cong R_{\text{E}\,j}$ (2.275). Taigi, šiuo atveju BB stiprinimo pakopos veikia normaliomis sąlygomis esant pakankami didelei apkrovos varžai $R^*_{\text{a}\,j} = R_{\text{K}\,j} \cdot R_{\text{B k}(j)}/(R_{\text{K}\,j} + R_{\text{B k}(j)})$, ir todėl jų diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u B}(j)}$ (2.255) išlieka didelis, o kartu gauname ir labai didelį tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientą $\boldsymbol{K}_{\text{u N}}$ (2.475). Čia reikia pasakyti, kad EK stiprinimo pakopos šiek tiek mažina tokio kaskadinio stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficientą $\boldsymbol{K}_{\text{u N}}$, tačiau tuo mažiau, kuo T^*_j pakopos įtampos perdavimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{u k}(j)}$ (2.257) yra artimesnis vienetui.

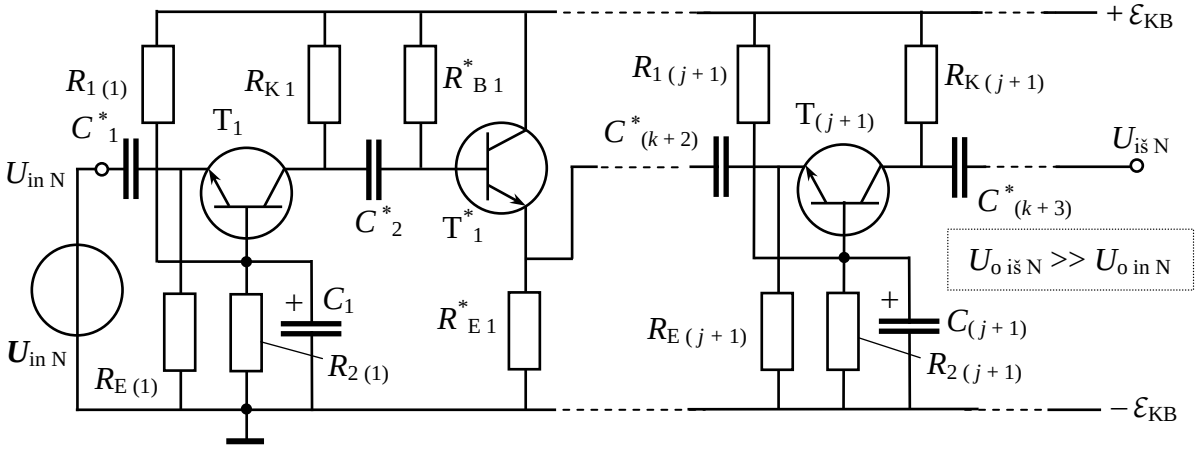
2.139 pav. parodyta schema veiks tik tuo atveju, kai bus garantuota sąlyga:

$$U_{\text{R2}(j+1)} > U_{\text{RE}\,j}, \tag{2.518}$$

čia: $U_{\mathrm{R2}\,(j+1)}$ – įtampa rezistoriuje $R_{2\,(j+1)}$; $U_{\mathrm{RE}\,j}$ – įtampa rezistoriuje $R_{\mathrm{E}\,j}$.

Iš (2.518) matome, kad (j + 1) BB stiprinimo pakopos veikos taške $U_{\mathrm{EB\ o}\,(j+1)}$ yra nustatoma įtampų skirtumu: $U_{\mathrm{EB\ o}\,(j+1)} = U_{\mathrm{R2}\,(j+1)} - U_{\mathrm{RE}\,j}$. Čia pasakysime, jog reikiama įtampos $U_{\mathrm{EB\ o}\,(j+1)}$ vertė yra nustatoma parenkant atitinkamų rezistorinių įtampos daliklių $R_{2\,(j+1)} \| R_{1\,(j+1)}$ parametrus. Kita vertus, įtampos $U_{\mathrm{EB\ o}\,(j+1)}$ nustatymo galimybės labai pagerėja, įvedus papildomą įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{\mathrm{B}}$ taip, kaip tai parodyta 2.138 pav., b. Akivaizdu, jog 2.139 pav. parodytos įėjimo $U_{\mathrm{in\ N}}$ pastoviojo signalo $U_{\mathrm{in\ N}=}$ ir $I_{\mathrm{in\ N}=}$ kaskadinio stiprintuvo su BB stiprinimo pakopomis išėjimo $U_{\mathrm{iš\ N}} \equiv U_{\mathrm{iš}\ N}$ varža $R_{\mathrm{iš\ N}}$ priklausys nuo paskutinės N pakopos tipo – BB atveju $R_{\mathrm{iš\ N}} \equiv R_{\mathrm{iš}\ N}$ didelė, nes $R_{\mathrm{iš}\ N} = R_{\mathrm{iš\ b}}$ (2.271)), o EK atveju $R_{\mathrm{iš\ N}}$ maža, nes $R_{\mathrm{iš}\ N} = R_{\mathrm{iš\ k}}$ (2.274)).

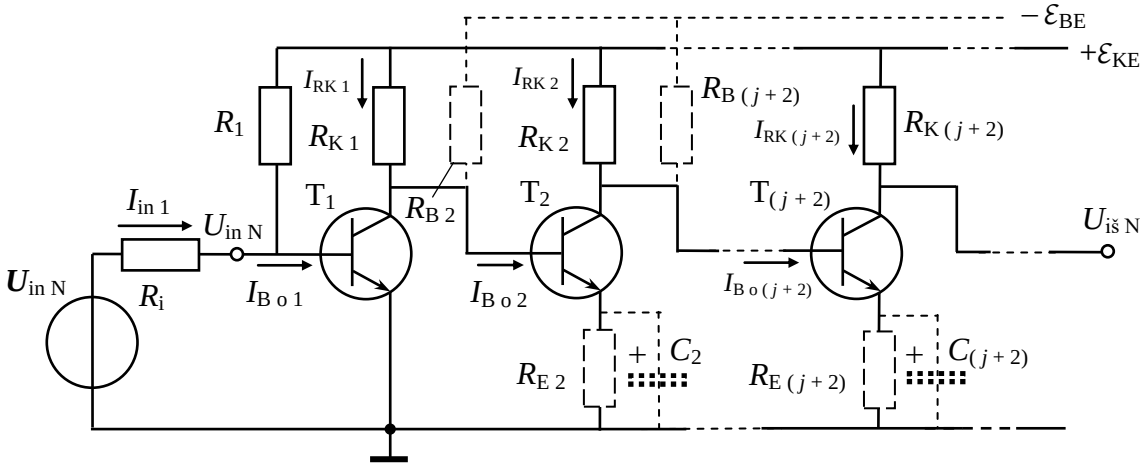
Įėjimo $U_{\mathrm{in\ N}}$ kintamojo signalo $U_{\mathrm{in\ N}\sim}$ ir $I_{\mathrm{in\ N}\sim}$ kaskadiniuose stiprintuvuose, kuriuose yra talpinis $C > 0$ ryšys tarp BB stiprinimo pakopų, nesunku suderinti tranzistorių T_j pradinės (stacionarios) veikos taškų $\{I_{\mathrm{K\ o}\,j},\ U_{\mathrm{KB\ o}\,j}\}$ sąlygas atskirose stiprinimo j pakopose. Tačiau ir šiuo atveju išlieka varžų $R_{\mathrm{in,\ iš}\ j}$ suderinimo problema. Todėl tokio kaskadinio stiprintuvo įėjimo $U_{\mathrm{in\ N}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ N}}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\ N}} \approx \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\ b}\ N}$ – paskutinės (N-tosios) BB stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficientas. Taigi, ir šiuo atveju turime veikianti įrenginį, tačiau neturintį praktinės vertės, ir todėl toks sprendimo būdas nėra taikomas. Akivaizdu, kad ir šiuo atveju galima panaudoti BK arba EK stiprinimo pakopas tarp BB stiprinimo pakopų taip, kaip tai parodyta 2.140 pav., kuriame skiriamieji kondensatoriai C^*_k leidžia kiekvienoje stiprinimo j pakopoje nepriklausomai nustatyti jos veikos tašką $\{I_{\mathrm{K\ o}\,j},\ U_{\mathrm{KB\ o}\,j}\}$ atitinkamoje apkrovos tiesėje $R_{\mathrm{K}\,(j+1)}$.



2.140 pav. Kintamojo signalo $U_{\mathrm{in\ N}\sim}$ ir $I_{\mathrm{in\ N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\ N}}$) kaskadinis stiprintuvas su BB stiprinimo pakopomis T_j, kurių varžų $R_{\mathrm{in,\ iš}\ j}$ suderinimui yra įterptos EK stiprinimo pakopos T^*_j

Kintamojo signalo $U_{\mathrm{in\ N}\sim}$ ir $I_{\mathrm{in\ N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\mathrm{in\ N}}$) kaskadiniame stiprintuve su BB stiprinimo pakopomis galima taikyti ir transformatorinį Tr ryšį tarp pakopų (2.137 pav., c). Tačiau ir šiuo atveju išlieka varžų $R_{\mathrm{in,\ iš}\ j}$ suderinimo problema, ir todėl darome išvadą, jog pirminė transformatoriaus Tr apvija – I turi būti didelės varžos $R_{\mathrm{Tr\text{-}I}}$, o antrinė apvija – II turi būti mažos varžos $R_{\mathrm{Tr\text{-}II}} < R_{\mathrm{Tr\text{-}I}}$. Tai gali būti pasiekta parenkant I ir II apvijų atitinkamų vijų skaičių $n_{1,\,2}$ taip – pirminės apvijos I vijų skaičius $n_1 > n_2$ – antrinės apvijos II vijų skaičius. Taigi, gauname *žeminamąjį transformatorių* Tr, todėl yra prarandamas įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ N}}$ stiprinimas. Akivaizdu, kad šis sprendimo būdas nėra taikomas.

Kaskadiniai stiprintuvai yra sudaromi ir su BE stiprinimo pakopomis (2.69 pav., b, 2.72 pav., b, ir 2.80 pav., a). Šiuo atveju įėjimo $U_{\mathrm{in\ N}}$ pastoviojo signalo $U_{\mathrm{in\ N}=}$ ir $I_{\mathrm{in\ N}=}$ kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BE stiprinimo pakopų varžų $R_{\mathrm{in,\ iš}\ j}$ suderinimo problema nėra esminė, nes BE pakopos įėjimo varža $R_{\mathrm{in\ e}} \Rightarrow R_{\mathrm{BE\ e}}$ (pirmoji d.– (1.149)), todėl yra santykinai didelė. Tokio kaskadinio stiprintuvo schema su BE stiprinimo pakopomis yra parodyta 2.141 pav.



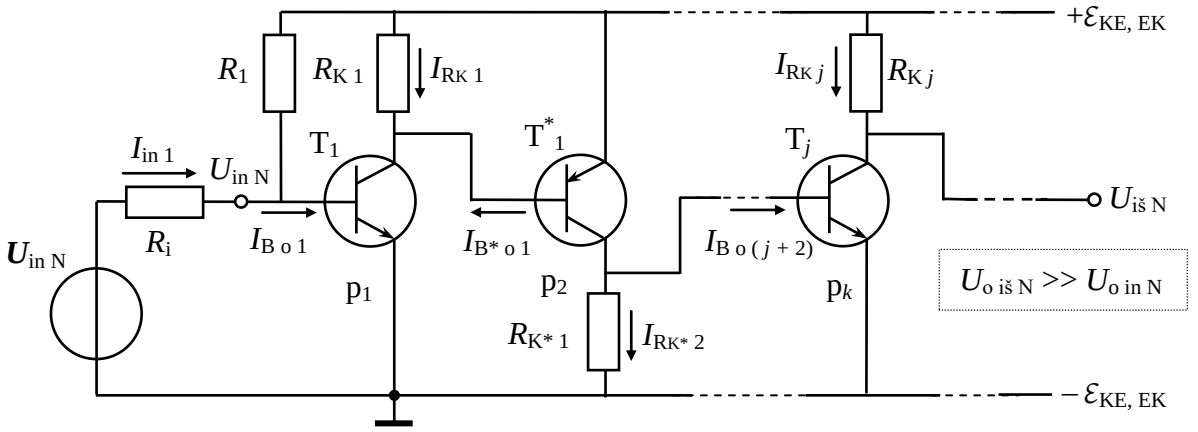
2.141 pav. Pastoviojo signalo $U_{in\,N=}$ ir $I_{in\,N=}$ kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis T_j, kuriame nėra išspręsta įtampų verčių suderinimo problema, ir šios problemos sprendimo būdai su neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriais $R_{E\,(j+1)}$, bei įtampos poslinkio grandine $\mathcal{E}_{BE}$-$R_{B\,(j+2)}$, kurios yra parodytos brūkšninėmis linijomis

Iš 2.141 pav. matome: parodytoje schemoje nėra išspręsta įtampų verčių suderinimo problema, nes pastovioji įtampa $U_{BE\,o}$ tarp bazės B ir emiterio E neturi viršyti 1 V, o 2.141 pav. parodytoje schemoje galioja sąryšis: $U_{BE\,o\,(j+1)} = U_{KE\,o\,j}$. Tai reiškia, jog norint užtikrinti kitos pakopos tranzistoriaus $T_{(j+1)}$ normalią veiką reikia prieš esančios stiprinimo pakopos tranzistoriaus T_j veikos tašką $\{I_{K\,o\,j}, U_{KE\,o\,j}\}$ nustatyti arti soties taško s (2.71 pav., b), nes dažniausiai pastovioji maitinimo įtampa $\mathcal{E}_{KE} >> 1$ V.

Taigi, 2.141 pav. parodytos schemos įtampų verčių derinimo problema gali būti sprendžiama BE stiprinimo pakopoje sudarius srovės neigiamąjį grįžtamąjį ryšį (2.116 pav., a). Jis yra sudaromas pradedant antrąja pakopa T_2 ($j \geq 2$), kurių tranzistorių $T_{(j+1)}$ emiterių $E_{(j+1)}$ grandinėse yra įjungiami grįžtamojo ryšio rezistoriai $R_{E\,(j+1)}$. Tai 2.141 pav. parodyta brūkšniniais rezistoriais $R_{E\,(j+1)}$. Parenkant rezistorių $R_{E\,(j+1)}$ vertes ir kartu jas mažinant, nes yra būtina sumažinti kolektorių K_j įtampą $U_{K\,j}$, yra nustatoma reikiama pastovioji įtampa $U_{BE\,o\,(j+1)} = U_{KE\,o\,j} - U_{RE\,(j+1)}$, pavyzdžiui, veikos taške c (2.71 pav.). Tačiau šiuo atveju BE stiprinimo pakopų įėjimo $U_{in\,(j+1)}$ įtampų $U_{in\,(j+1)=}$ ir $\boldsymbol{U}_{in\,(j+1)}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $K^*_{U\,(j+1)\,e,\,u\,(j+1)\,e}$ (2.399), (2.401) sumažėja, todėl tai nėra priimtina. Dėl to šis būdas pastovaus signalo $U_{in\,N=}$ stiprinimui nėra taikomas. Kintamojo signalo $U_{in\,N\sim}$ atveju rezistorių $R_{E\,(j+1)}$ neigiamą įtaką atitinkamos pakopos $T_{(j+1)}$ diferencialiniam įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,(j+1)}$ stiprinimo koeficientui $K^*_{u\,e\,(j+1)}$ (2.401) galima panaikinti panaudojant šuntuojančius kondensatorius $C_{(j+1)}$ taip, kaip tai parodyta 2.141 pav. brūkšniniais jungimais. Kitas 2.141 pav. parodytos schemos įtampų verčių derinimo problemos sprendimo būdas yra įtampos poslinkio grandinės $\mathcal{E}_{BE}$-$R_{B\,(j+2)}$ taikymas, kuris yra parodytas brūkšniniais jungimais. Tačiau šiuo atveju reikia dviejų įtampos šaltinių ir todėl tai nėra priimtina.

Kitas būdas įtampų verčių suderinimo problemai įėjimo $U_{in\,N}$ pastoviojo signalo $U_{in\,N=}$ kaskadiniame stiprintuve su BE stiprinimo pakopomis spręsti yra skirtingo laidumo tipo dvipolių tranzistorių panaudojimas taip, kaip tai yra parodyta 2.142 pav.

Iš 2.142 pav. matome: pirmoji BE stiprinimo pakopa p_1 yra padaryta panaudojus, pavyzdžiui, n–p–n tranzistorių T_1, o antroji BE stiprinimo pakopa p_2 yra padaryta panaudojus priešingo laidumo p–n–p tranzistorių T^*_1. Tai leidžia šio tranzistoriaus bazės ir emiterio p–n sandūrą galvaniškai sujungti su pirmosios BE pakopos p_1 apkrovos rezistoriumi R_{K1}, ir todėl yra lengvai užtikrinama reikiama įtampa $U_{BE\,o\,2} = U_{RK\,1}$, pavyzdžiui, veikos taške c (2.71 pav., b). Kitos – trečiosios BE pakopos p_3 tranzistorius T_2 yra tokio pat laidumo, kaip ir pirmosios BE pakopos p_1 tranzistoriaus T_1, ir t. t. Čia reikia pasakyti, kad pagrindinis 2.142 pav.



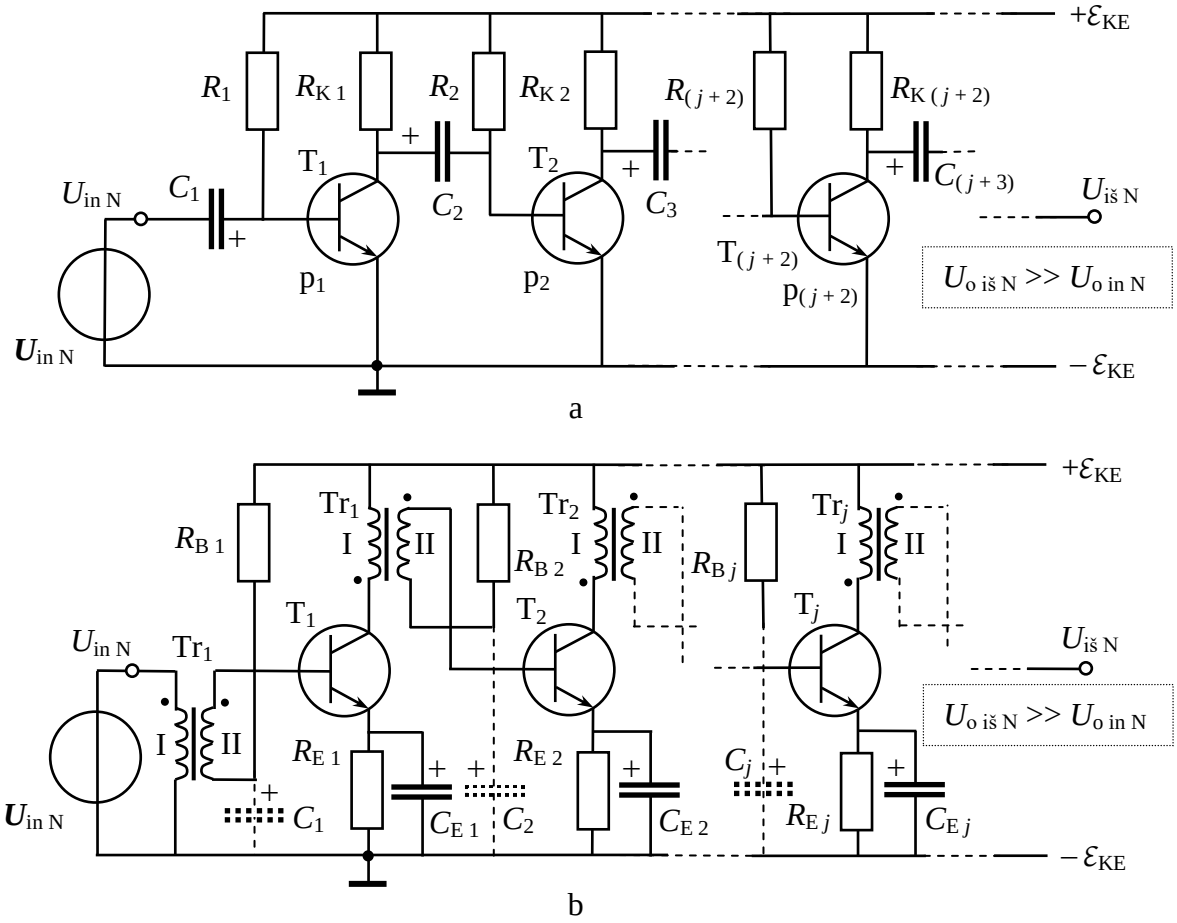
2.142 pav. Pastoviojo signalo $U_{\text{in N=}}$ ir $I_{\text{in N =}}$ kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis T_j ir T^*_j, kuriame yra išspręsta įtampų verčių suderinimo problema, taikant skirtingo laidumo tipo dvipolius tranzistorius, pavyzdžiui, n–p–n (T_j) ir p–n–p (T^*_j), čia j, k = 1, 2, 3, ...

parodytos schemos trukumas yra tai, jog šio kaskadinio stiprintuvo aukštasis ribinis dažnis $f_{\text{r a N}}$ (2.131) yra nulemtas santykinai mažo p–n–p tranzistorių T_j ribinio dažnio f_{T}, kurio vertę lemia santykinai mažas skylių p_{n} judrumas μ_{p} elektroninio laidumo n– bazėje ir atitinkamai mažas skylių p_{n} difuzijos koeficientas D_{p} (pirmoji d.– (1.240), (1.462)).

Kintamojo signalo $U_{\text{in N ~}}$ ir $I_{\text{in N ~}}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniuose stiprintuvuose su talpiniu $C_j > 0$ ryšiu tarp BE stiprinimo pakopų (2.137 pav., b) nesunku suderinti tranzistorių T_j pradinės (stacionarios) veikos taškų $\{I_{\text{K o j}}, U_{\text{KE o }j}\}$ sąlygas atskirose stiprinimo pakopose p_j, nes nėra įtampų verčių suderinimo problemos. Todėl šiuo atveju BE stiprinimo pakopų p_j tranzistoriai T_j gali būti to paties laidumo tipo, pavyzdžiui, p–n–p. Tokio kaskadinio stiprintuvo schema yra parodyta 2.143 pav., a.

Kintamojo signalo $U_{\text{in N ~}}$ ir $I_{\text{in N ~}}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniame stiprintuve su BE stiprinimo pakopomis p_j galima taikyti ir transformatorinį Tr ryšį tarp pakopų (2.137 pav., c). Šiuo atveju nėra varžų $R_{\text{in }j,\text{ iš }j}$ suderinimo problemos. Iš čia darome išvadą, jog pirminė – I ir antrinė – II transformatoriaus Tr_j apvijos gali būti vienodos – turėti tokį pat vijų skaičių $n_1 = n_2 = n$. Tokio kaskadinio stiprintuvo schema yra parodyta 2.143 pav., b.

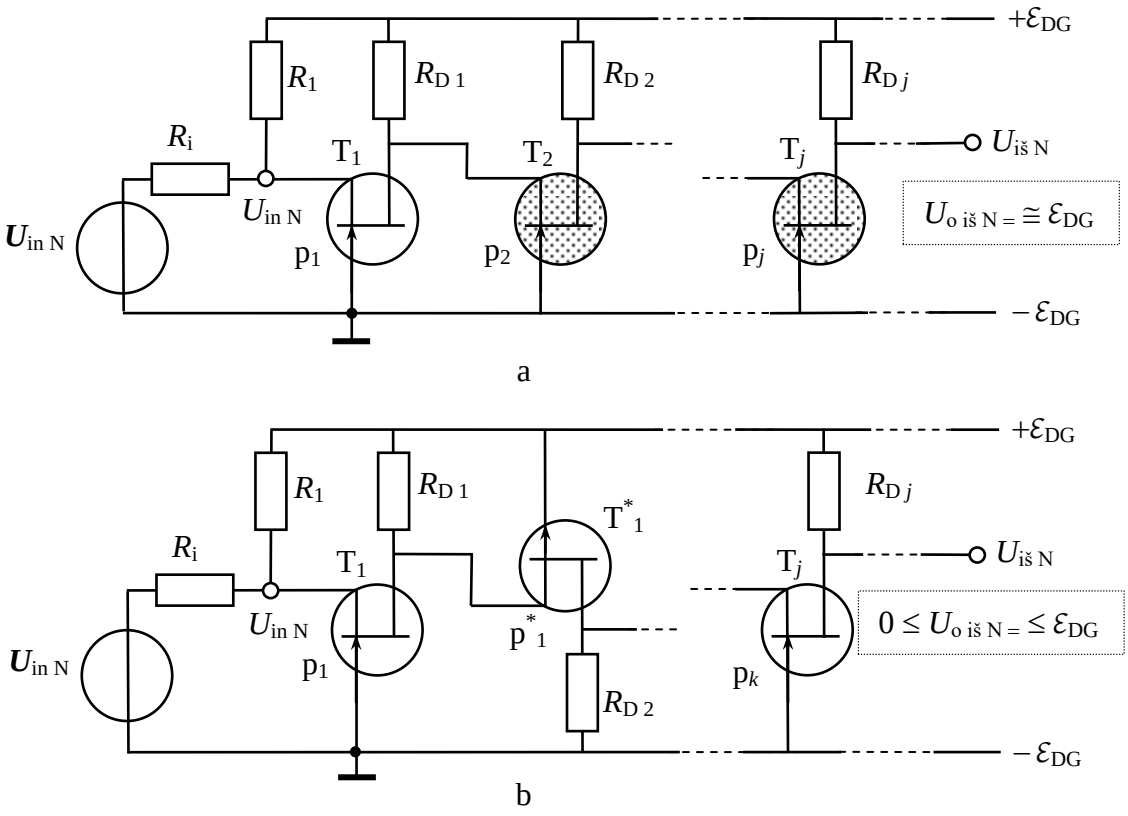
Iš 2.143 pav., b, matome: pagrindinė tokio stiprintuvo problema yra BE stiprinimo pakopų p_j tranzistoriaus T_j veikos taško $\{I_{\text{K o j}}, U_{\text{KE o }j}\}$ nustatymo schemotechninis sudarymo būdas, nes transformatoriaus Tr_j pirminės – I ir antrinės – II apvijų ominės varžos $R_{\text{Tr-I}}$ ir $R_{\text{Tr-II}}$ pastoviajai srovei yra santykinai mažos: 10–100 Ω. Nagrinėjamu atveju yra pasirinktas bazės B_j srovę $I_{\text{B o }j}$ nustatančių rezistorių $R_{\text{B }j}$ grandinės būdas (2.72 pav.). Šiuo atveju transformatoriaus Tr_j antrinėje apvijoje – II yra indukuojama *evj*, dėl kurios poveikio yra sukuriamas bazės B_j srovės kintamasis sandas $I_{\text{B ~ }j}$, ir todėl turime BE stiprinimo pakopos valdymą kintamosios srovės $I_{\text{B ~}}$ ($\boldsymbol{I}_{\text{B}}$) šaltiniu su vidine varža $R_{\text{i}} = (R_{\text{B }j} + R_{\text{tr-I, II}}) \cong R_{\text{B }j}$, kai $R_{\text{B }j} >> R_{\text{Tr-I, II}}$. Taigi, šis tranzistoriaus T_j veikos taško $\{I_{\text{K o j}}, U_{\text{KE o }j}\}$ apkrovos tiesėje $R_{\text{K }j}$ nustatymo būdas lemia mažesnį BE stiprinimo pakopos p_j aukštąjį ribinį dažnį $f_{\text{r a}} \cong f_{\beta}$ (pirmoji d.– (1.244)–(1.248), 1.82 pav.). Tačiau šis aukštasis ribinis dažnis $f_{\text{r a}}$ gali būti padidintas iki $f_{\alpha} > f_{\beta}$, įjungus pakankamai didelės talpos šuntavimo kondensatorių $C_j \geq 5$ μF taip, kaip tai parodyta 2.143 pav., b, brūkšninėmis linijomis. Šiuo atveju turime BE stiprinimo pakopos p_j valdymą įtampos šaltiniu $U_{\text{in ~ }j}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in }j}$), kurio vidinė varža $\boldsymbol{R}_{\text{i}} = R_{\text{Tr-II}} + 1/(\text{j}\cdot\omega\cdot C_j)$ ir jos modulis $|\boldsymbol{R}_{\text{i}}|$ yra daug mažesnis už varža $R_{\text{B }j} >> |\boldsymbol{R}_{\text{i}}|$, nes Tr_j antrinės apvijos – II varža $R_{\text{Tr-II}} << R_{\text{B }j}$. Čia reikia pasakyti, kad dažniausiai transformatoriaus Tr aukštasis ribinis dažnis $f_{\text{a Tr}} < f_{\alpha,\,\beta}$, ir todėl transformatorinis Tr_j ryšys tarp stiprinimo pakopų p_j yra retai taikomas. Kita vertus, transformatoriaus Tr gabaritai yra pernelyg dideli, ir todėl tai papildomai mažina jų taikymą daugiapakopiuose stiprintuvuose.



2.143 pav. Kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$ kaskadinis stiprintuvas su BE stiprinimo pakopomis p_j ir talpiniais C_j ryšiais tarp jų (a) bei su transformatoriniais Tr_j ryšiais tarp jų (b), kuriose nėra įtampų bei varžų $R_{\text{in, iš } j}$ suderinimo problemų

Kaskadiniai stiprintuvai su lauko tranzistoriais taip pat yra plačiai taikomi elektronikoje. Šiuo atveju, esant galvaniniam ryšiui tarp pakopų (2.128 pav.), nesunku suderinti tranzistorių T_j pradinės (stacionarios) veikos taškų sąlygas visose stiprinimo pakopose p_j, išskyrus BU stiprinimo pakopą (2.83 pav., a). Tai matyti iš 2.144 pav., a, parodytos schemos su BU stiprinimo pakopomis p_j, kuriose yra panaudoti sandūriniai atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriai T_j.

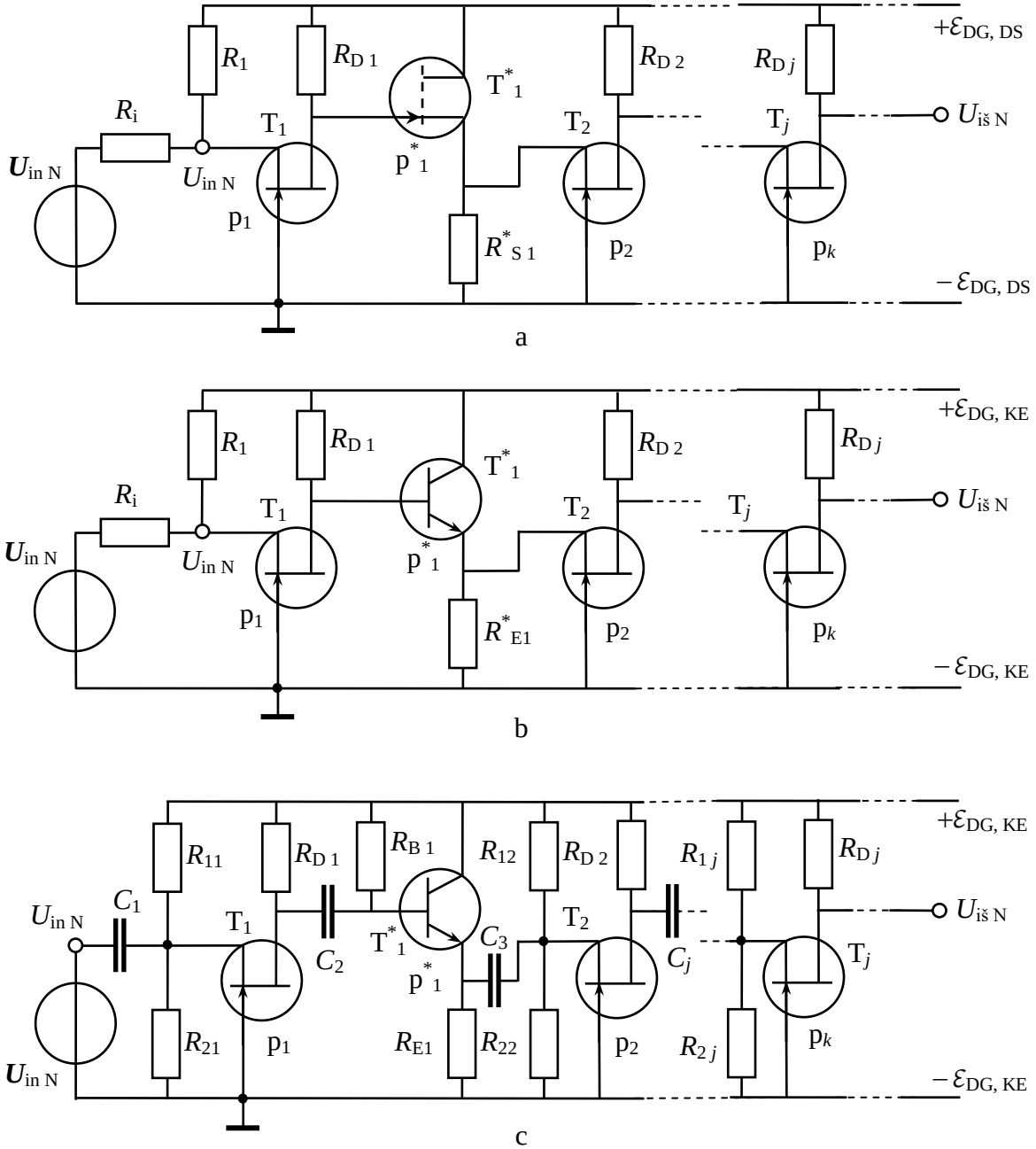
Iš 2.144 pav., a, parodytos schemos matome: pradedant antrąja stiprinimo pakopa p_2 ($j \geq 2$), lauko tranzistoriai $\text{T}_{(j+2)}$ yra „uždaryti“ ir schema neveikia. Taip yra todėl, kad, norint užtikrinti normalią veiką, pirmosios pakopos p_1 tranzistoriaus T_1 stacionarus veikos taškas $\{I_{\text{D 1 o}}, U_{\text{DG 1 o}}\}$ yra nustatytas apkrovos tiesės $R_{\text{D 1}}$ vidurio taške c (2.84 pav.). Todėl jo santakos–užtūros įtampa $U_{\text{DG 1 o}} \approx \mathcal{E}_{\text{DG}}/2 > U_{\text{s}}$, ir todėl įtampa $U_{\text{DG 1 o}}$ „uždaro“ kitos – antrosios pakopos p_2 tranzistorių T_2, o „uždaryto“ tranzistoriaus T_2 santakos–užtūros įtampa $U_{\text{DG 2 o}} \approx \mathcal{E}_{\text{DG}} > U_{\text{s}}$. Todėl ši įtampa „uždaro“ kitos – trečiosios pakopos p_3 tranzistorių T_3, ir t. t. Šią įtampų suderinimo problemą galima išspręsti taikant skirtingo laidumo atidarytojo kanalo lauko tranzistorius taip, kaip tai parodyta 2.144 pav., b. Tačiau ir šiuo atveju lieka neišspręsta pakopų p_j varžų $R_{\text{in } j,\ \text{iš } j}$ suderinimo problema, nes pirmosios BU stiprinimo pakopos p_1 (T_1) pastoviosios įtampos $U_{\text{in 1 =}}$ stiprinimo koeficiento $K_{\text{U g 1}}$ vertė didėja, mažinant apkrovos varžą $R_{\text{D 1}}$ (pirmoji d.– (1.271)), o kintamosios įtampos $U_{\text{in 1 ~}}$ stiprinimo koeficiento $K_{\text{u g 1}}$ vertė įgyja maksimumą, kai apkrovos varža $R_{\text{D 1}}$ yra parenkama pakankamai didelė (pirmoji d.– (1.274), 1.91 pav., b). Kita vertus, anksčiau parodėme, jog BU stiprinimo pakopos įėjime U_{in} nuosekliai įjungtos varžos R_{i} vertė turi didžiausią įtaką neigiamajam



2.144 pav. Pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadinis stiprintuvas su BU stiprinimo pakopomis p_j (T_j): a – neišspręsta įtampų verčių problema ir schema neveikia, nes užtušuoti tranzistoriai yra „uždaryti“; b – yra išspręsta įtampų verčių problema, panaudojus tranzistorius T_j ir T^*_j su skirtingo laidumo atidarytais atitinkamai n– ir p– kanalais, bet schema blogai veikia, nes likusi neišspręsta pakopų p_j varžų $R_{\text{in}\,j,\,\text{iš}\,j}$ suderinimo problema

grįžtamajam ryšiui, o dėl to, didėjant šiai varžai, mažėja diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K^*_{\text{u g}}$ (2.431). Iš čia darome išvadą, kad varžos $R_{\text{D }1}$ vertė turi būti kuo mažesnė kitos stiprinimo pakopos T^*_1 atžvilgiu, o tai papildomai prieštarauja koeficiento $K_{\text{u g }1}$ vertės maksimumo reikalavimui. Taigi, parodėme, jog BU stiprinimo pakopų taikymas pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniame stiprintuve yra komplikuotas, todėl nenaudojamas. Čia reikia pasakyti, kad kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$ atveju talpinio C_j ryšio taikymas tarp BU stiprinimo pakopų, varžų $R_{\text{in}\,j,\,\text{iš}\,j}$ suderinimo problemos taip pat neišsprendžia. Kita vertus, pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniame stiprintuve tarp BU stiprinimo pakopų negalime taikyti kitokio jungimo stiprinimo pakopos su sandūriniu atidarytojo kanalo lauko tranzistoriumi, tai buvo galima daryti dvipolių tranzistorių atveju (2.139 pav.), nes BI, BS ir IK stiprinimo pakopos reikalauja dviejų maitinimo įtampų šaltinių (2.83 pav., b–d). Todėl šiuo atveju vienas sprendimo būdų yra IK stiprinimo pakopos p^*_j su sandūriniu uždarytojo n–kanalo lauko tranzistoriumi T^*_j įterpimas tarp BU stiprinimo pakopų $\text{p}_{(j-1)}$ ir $\text{p}_{(j+1)}$ su sandūriniais atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriais $\text{T}^*_{(j-1)}$ ir $\text{T}^*_{(j+1)}$ taip, kaip tai parodyta 2.145 pav., a.

Iš 2.145 pav., a, matome: normalios veikos užtikrinimo sąlyga yra $(U_{\text{DG}\,j} - U^*_{\text{Rs}\,j}) = U^*_{\text{GS}\,j} > 0$, ir todėl sandūriniai uždarytojo n– kanalo tranzistoriai T^*_j yra stacionarios „pradarytos“ būsenos, pavyzdžiui, jų veikos taškas $\{I_{\text{S o}\,j},\ U_{\text{SD o}\,j}\}$ yra nustatytas apkrovos tiesės $R^*_{\text{S j}}$ viduryje – taške c (2.84 pav.). Akivaizdu, jog šiuo atveju yra išsprendžiamos įtampų ir pakopų varžų $R_{\text{in}\,j,\,\text{iš}\,j}$ suderinimo problemos. Kita vertus, akivaizdų, kad šios schemos išėjimo varža $R_{\text{iš N}} \cong R_{\text{D}\,N}$, kai paskutinė N pakopa yra BU stiprinimo pakopa, ir $R_{\text{iš N}} \cong R^*_{\text{S}\,N}$, kai paskutinė N pakopa yra IK stiprinimo pakopa.

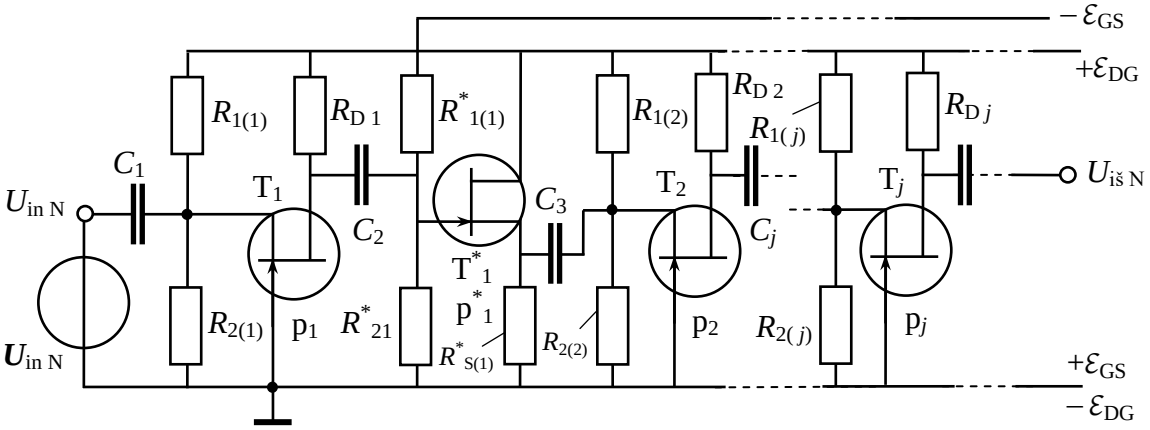


2.145 pav. Pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ (a, b) bei kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$ (c) kaskadiniai stiprintuvai su BU stiprinimo pakopomis p_j (T_j), ir tarp jų įterptomis IK (a) bei EK (b, c) stiprinimo pakopomis p^*_j (T^*_j), leidžiančiomis išspręsti įtampų ir varžų $R_{\text{in, iš}\,j}$ suderinimo problemas

Įėjimo $U_{\text{in N}}$ pastovaus signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniame stiprintuve su BU stiprinimo pakopomis p_j įtampų ir varžų $R_{\text{in}\,j,\,\text{iš}\,j}$ suderinimo problemų sprendimo kitas būdas yra EK stiprinimo pakopų p^*_j su dvipoliais tranzistoriais T^*_j įterpimas tarp BU stiprinimo pakopų p_j taip, kaip tai parodyta 2.145 pav., b.

Iš 2.145 pav., b, matome: kai į BU stiprinimo pakopas p_j yra įjungti sandūriniai atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriai T_j, EK stiprinimo pakopose p^*_j yra būtina panaudoti n–p–n laidumo dvipolius tranzistorius T^*_j. Akivaizdu, jog šio kaskadinio stiprintuvo paskutinė N pakopa gali būti BU arba EK pakopa, ir nuo šio pasirinkimo priklausys išėjimo $U_{\text{iš N}}$ varžos $R_{\text{iš N}}$ vertė – santykinai didelė varža BU atveju: $R_{\text{iš N}} > 1$–10 kΩ, arba santykinai maža varža EK atveju: $R_{\text{iš N}} < 100$ Ω. Kita vertus, EK stiprinimo pakopos p^*_j (T^*_j) įterpimas tarp BU stiprinimo pakopų $\text{p}_{(j\pm1)}$ ($\text{T}_{(j\pm1)}$) galioja ir įėjimo $U_{\text{in N}}$ kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim\text{N}}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$

ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniame stiprintuve (2.145 pav., c) su talpiniu C_j ryšiu tarp pakopų. Šiuo atveju EK stiprinimo pakopos p^*_j tranzistoriaus T^*_j stacionarus veikos taškas $\{I_{\text{E o}\,j},\ U_{\text{KE o}\,j}\}$ yra nustatomas parenkant varžos $R_{\text{B}\,j}$ vertę. Čia pasakysime, jog talpinio C_j ryšio tarp pakopų atveju kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim\text{N}}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in n}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniame stiprintuve su BU stiprinimo pakopomis p_j, vietoje tarp jų įjungtų EK stiprinimo pakopų p^*_j, galima įterpti ir IK stiprinimo pakopas p^*_j (2.83 pav., d) taip, kaip tai parodyta 2.146 pav.

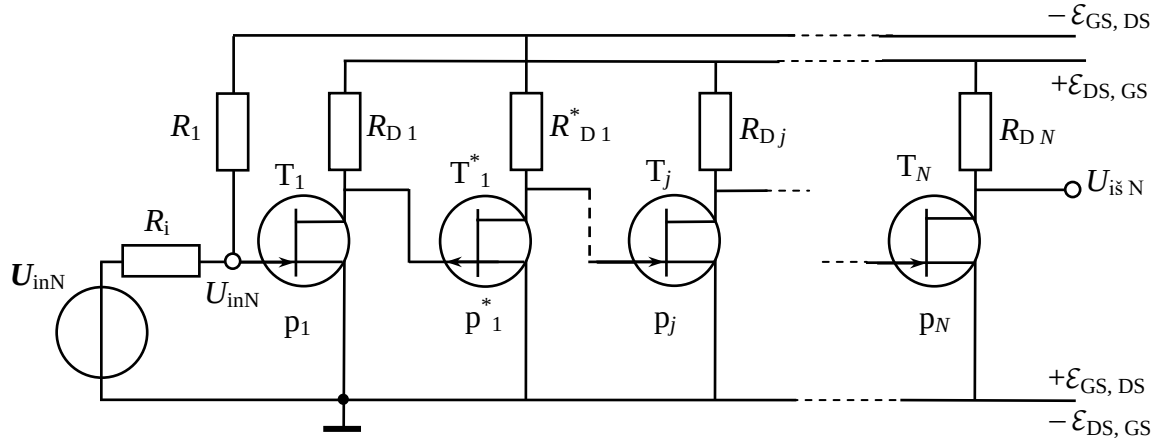


2.146 pav. Kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim\text{N}}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadinis stiprintuvas su BU stiprinimo pakopomis p_j (T_j) ir tarp jų įterptomis IK stiprinimo pakopomis p^*_j (T^*_j), leidžiančiomis išspręsti įtampų ir varžų $R_{\text{in}\,j,\ \text{iš}\,j}$ suderinimo problemas

Iš 2.146 pav. matome, kad į IK stiprinimo pakopas p^*_j yra įjungti to paties tipo sandūriniai lauko tranzistoriai T^*_j, kurių stacionarūs veikos taškai $\{I_{\text{S o}\,j},\ U_{\text{DS o}\,j}\}$ yra nustatomi papildomu pastoviosios įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{\text{GS}}$. Akivaizdu, kad į IK stiprinimo pakopas p^*_j gali būti įjungti ir kito tipo lauko tranzistoriai T^*_j, pavyzdžiui, MDP (MOP). Naudojant šiuos tranzistorius 2.145 pav. a, b, ir 2.146 pav. parodytose schemose, vietoj dvipolių ir sandūrinių lauko tranzistorių T^*_j galima įjungti įterptojo p– kanalo (pirmoji d.– 1.86 pav.) arba indukuotojo n– kanalo (pirmoji d.– 1.99 pav.) MOP tranzistorius, ir šiais atvejais nereikia papildomo pastoviosios įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{\text{GS}}$, nes MOP tranzistorių, kurių konstrukcijoje nėra šuntuojančio diodo, įtampos poliškumas tarp santakos D ir ištakos S gali būti parenkamas laisvai: $\pm\,U_{\text{DS}}$. Ir apskritai galima teigti, kad MOP tranzistorių taikymas kaskadiniame stiprintuve labai palengvina įtampų ir varžų $R_{\text{in}\,j,\ \text{iš}\,j}$ suderinimo problemas.

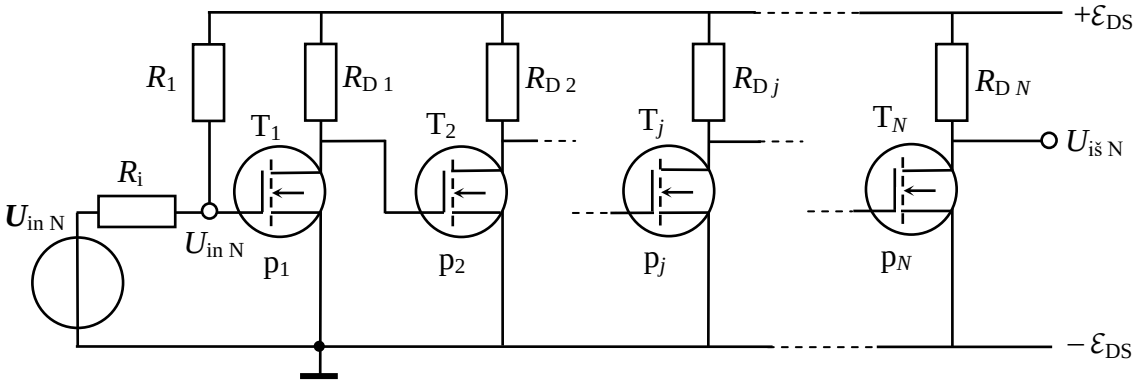
Kaskadiniai stiprintuvai yra sudaromi ir su BI stiprinimo pakopomis (2.83 pav., b). Pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniuose stiprintuvuose su galvaniniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų, varžų $R_{\text{in}\,j,\ \text{iš}\,j}$ suderinimo problema nėra esminė, nes tokios pakopos įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in s}}$ (2.289) yra santykinai labai didelė: $R_{\text{in s}} > 100$ kΩ. Tačiau, taikant sandūrinius lauko tranzistorius, išlieka įtampų suderinimo problema, nes užtūros G ir santakos D įtampos U_{G} ir U_{D} yra priešingo poliškumo (2.83 pav., b). Šiuo atveju galima taikyti anksčiau aprašytą metodą su dvipoliais tranzistoriais (2.142 pav.). Šiuo būdu sudaryto pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadinio stiprintuvo su galvaniniu ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų p_j ir p^*_j, kuriose atitinkamai yra panaudoti skirtingo laidumo atidarytojo kanalo sandūriniai lauko tranzistoriai T_j ir T^*_j, schema yra parodyta 2.147 pav.

Iš 2.147 pav. matome: stiprinimo pakopose p^*_j yra įjungti atidarytojo p– kanalo tranzistoriai T^*_j, o pakopose p_j yra įjungti atidarytojo n– kanalo sandūriniai lauko tranzistoriai T_j. Akivaizdu, kad paskutinė stiprinimo pakopa p_N gali būti su n– arba p– kanalo sandūriniu lauko tranzistoriumi atitinkamai T_N arba T^*_N. Nuo šio pasirinkimo priklausys išėjimo $U_{\text{iš N}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš N}}$ pastoviojo sando $U_{\text{iš N o}}$ poliškumas, atitinkamai + arba –. Kita vertus, BI stiprinimo pakopose panaudojus MOP (MDP) tranzistorius, galima išsiversti tik su vienu maitinimo įtampos šaltiniu $\mathcal{E}_{\text{DS, GS}}$. Šiuo atveju tokio pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$



2.147 pav. Pastoviojo signalo $U_{in\,N=}$ ir $I_{in\,N=}$ kaskadinis stiprintuvas su BI stiprinimo pakopomis p_j ir p^*_j, kuriose įtampų poliškumo problemai spręsti yra panaudoti atitinkami skirtingo laidumo atidarytojo n– ir p– kanalo sandūriniai lauko tranzistoriai T_j ir T^*_j

kaskadinio stiprintuvo su BI stiprinimo pakopomis p_j ir juose įjungtais indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriais T_j schema yra parodyta 2.148 pav.

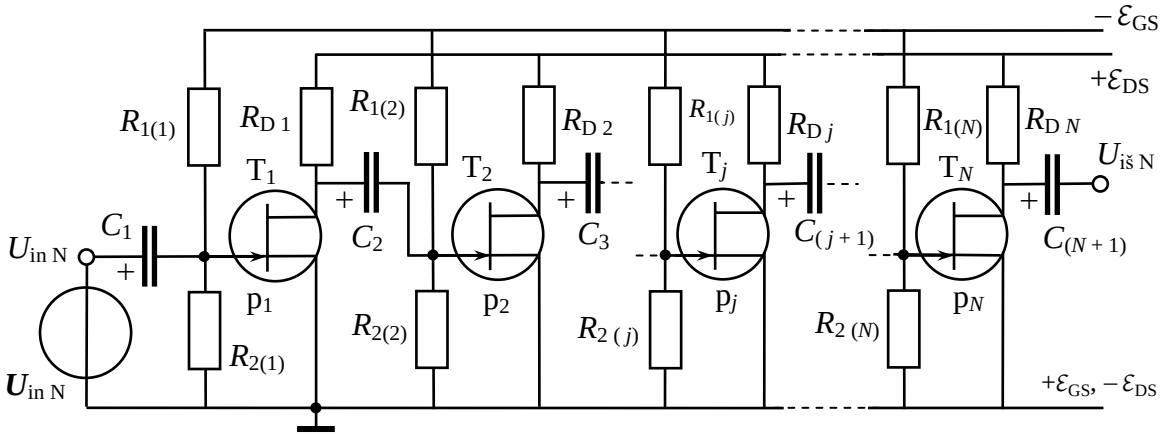


2.148 pav. Pastoviojo signalo $U_{in\,N=}$ ir $I_{in\,N=}$ kaskadinis stiprintuvas su BI stiprinimo pakopomis p_j, kuriose yra panaudoti indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriai T_j, leidžiantys išspręsti įtampų ir varžų $R_{in\,j,\,iš\,j}$ suderinimo problemas

Akivaizdu, kad 2.148 pav. parodytoje schemoje vietoj indukuotojo n– kanalo MOP tranzistorių T_j galima įjungti įterptojo p– kanalo MOP tranzistorius T_j, ir šiuo atveju šioje schemoje įjungus indukuotojo p– kanalo arba įterptojo n– kanalo MOP tranzistorius T_j yra būtina pakeisti maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{DS}$ prijungimo poliškumą.

Kintamojo signalo $U_{in\,\sim\,N}$ ir $I_{in\,N\,\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{in\,N}$ ir $\boldsymbol{I}_{in\,N}$) kaskadiniuose stiprintuvuose su talpiniu C_j ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų nėra varžų $R_{in\,j,\,iš\,j}$ ir įtampų suderinimo problemų, ir todėl šiuo atveju BI stiprinimo pakopų tranzistoriai gali būti to paties tipo. Tokio kaskadinio stiprintuvo schema su sandūriniais atidarytaisiais n– kanalo tranzistoriais T_j yra parodyta 2.149 pav. Akivaizdu, kad 2.149 pav. parodytoje schemoje panaudojus MOP tranzistorius T_j, galima apsieiti tik su vienu maitinimo įtampos $\mathcal{E}_{DS}$ šaltiniu. Čia pasakysime, jog kaskadiniuose stiprintuvuose kai kada yra tikslinga kartu naudoti MOP ir dvipolius tranzistorius – sudaryti mišrias stiprinimo pakopas, kurių taikymo vienas pavyzdžių buvo aptartas šiame skyrelyje anksčiau (2.145 pav.).

Kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika $\varphi_{iš\,N}(\omega)$ yra nulemta jame taikomų stiprinimo pakopų tipo ir jose naudojamų tranzistorių – dvipolių arba (ir) vienpolių tranzistorių, bei nuo tarppakopinių ryšio elementų. Čia reikia pasakyti, kad fazės $\varphi_{iš\,N}(\omega)$



2.149 pav. Kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim\text{N}}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadinis stiprintuvas su talpiniu C_j ryšiu tarp BI stiprinimo pakopų $\text{p}_{(j-1)}$ ir $\text{p}_{(j+1)}$, kuriose yra panaudoti sandūriniai atidarytojo n– kanalo lauko tranzistoriai T_j

vertė yra atskaitoma atžvilgiu įėjime $U_{\text{in N}}$ esančio poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$ fazės $\varphi_{\text{in N}}(\omega)$, kurios vertė gali būti pasirinkta lygi nuliui: $\varphi_{\text{in N}}(\omega) \equiv 0$.

Pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniame stiprintuve galima nepaisyti tarppakopinio ryšio elementų – rezistorių R_j įtakos fazės $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertei. Šiuo atveju BB, BK, EK, BU ir IK stiprinimo pakopų įtaka fazės $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertei, kai įėjime $U_{\text{in N}}$ poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ yra paduodamas iš įtampos šaltinio, kurio vidaus varža $R_{\text{i}} << R_{\text{in N}}$ – kaskadinio stiprintuvo įėjimo $U_{\text{in N}}$ varža, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{\text{iš N}}(\omega) = \sum_{j=1}^{N} \varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = N \cdot \varphi_{\text{iš}}(\omega) \le 0, \tag{2.519}$$

čia: $\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = \varphi_{\text{iš}}(\omega)$ – atskiros stiprinimo pakopos p_j fazinė charakteristika, ir yra priimta visų pakopų p_j elektrinių charakteristikų lygybė, bei galioja sąryšis: $0 \ge \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow 0$.

Analogiškai pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadiniame stiprintuve su BE arba (ir) BS stiprinimo pakopomis turime:

$$\varphi_{\text{iš N}}(\omega) = \sum_{j=1}^{N} \varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = N \cdot \varphi_{\text{iš}}(\omega) \le -N \cdot \pi \text{ rad} \equiv -N \cdot 180^{\text{o}}, \tag{2.520}$$

čia: $\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = \varphi_{\text{iš}}(\omega)$ – atskiros stiprinimo pakopos p_j fazinė charakteristika, ir yra priimta visų pakopų elektrinių charakteristikų lygybė ir galioja sąryšis: $-\pi \ge \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow -\pi$ rad arba $-180^{\text{o}} \ge \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad.

Kai pastoviojo signalo $U_{\text{in N}=}$ ir $I_{\text{in N}=}$ kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš skirtingų stiprinimo pakopų p_j, tai tokiu atveju $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertė yra algebrinė išraiškų (2.519) ir (2.520) atitinkamų narių, pavyzdžiui, N_1 ir N_2, suma:

$$\varphi_{\text{iš N}_{1,2}}(\omega) = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_1} \varphi_{\text{iš}\,j}(\omega)}_{\text{BB, BK, EK, BU, IK}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{N_2} \varphi_{\text{iš}\,k}(\omega)}_{\text{BE, BS}} \le -N_2 \cdot \pi \text{ rad} \equiv -N_2 \cdot 180^{\text{o}}. \tag{2.521}$$

Kintamojo signalo $U_{\text{in}\sim\text{N}}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniame stiprintuve negalima nepaisyti tarppakopinio ryšio elementų – kondensatorių C_j arba (ir) transformatorių Tr_j įtakos fazės $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertei. Šiuo atveju BB, BK, EK, BU ir IK stiprinimo pakopų ir tarppakopinių ryšio elementų – kondensatorių C_j įtaka fazės $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertei, kai įėjime $U_{\text{in N}}$ poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ yra paduodamas iš įtampos šaltinio, kurio vidaus varža $R_{\text{i}} << R_{\text{in N}}$ – kaskadinio stiprintuvo įėjimo $U_{\text{in N}}$ varža, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{\text{iš N}}(\omega) = \sum_{j=1}^{N} [\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) + \varphi_{\text{RC}}(\omega)] = N \cdot [\varphi_{\text{iš}}(\omega) + \varphi_{\text{RC}}(\omega)] \le N \cdot (\pi/2) \text{ rad} \equiv N \cdot 90^{\text{o}}, \tag{2.502}$$

čia: $\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = \varphi_{\text{iš}}(\omega)$ – atskiros stiprinimo pakopos p_j fazinė charakteristika ir yra visų pakopų p_j elektrinių charakteristikų lygybė, ir galioja sąryšiai: $0 \geq \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow 0$, bei $\pi/2 \geq$ $\geq \varphi_{\text{RC}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow \pi/2$ rad, arba $90^{\text{o}} \geq \varphi_{\text{RC}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow 90^{\text{o}} \equiv -(\pi/2)$ rad, ir čia įskaitome tarppakopinių ryšio elementų – skiriamųjų kondensatorių C_j sudarytų vienodų diferencijuojamųjų *RC*– grandinių fazines charakteristikas (2.13 pav. a, čia $\varphi_{\text{u R}}(\omega) =$ $= \varphi_{\text{RC}}(\omega)$).

Analogiškai kintamojo signalo $U_{\text{in N}\sim}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadiniame stiprintuve su BE arba (ir) BS stiprinimo pakopomis p_j bei tarppakopinio ryšio elementais – kondensatoriais C_j, turime tą pačią išraišką (2.522), kurioje $\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) = \varphi_{\text{iš}}(\omega)$ – atskiros stiprinimo pakopos p_j fazinė charakteristika ir yra visų pakopų p_j elektrinių charakteristikų lygybė, ir galioja anksčiau pateiktas sąryšis: $-\pi \geq \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow -\pi$ rad arba $-180^{\text{o}} \geq$ $\geq \varphi_{\text{iš}}(\omega)\big|_{\omega \Rightarrow 0} \Rightarrow -180^{\text{o}}$.

Kai kintamojo signalo $U_{\text{in N}\sim}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadinis stiprintuvas yra sudarytas iš skirtingų stiprinimo pakopų p_j ir tarppakopinio ryšio elementų – kondensatorių C_j, kaskadinio stiprintuvo $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertė yra algebrinė išraiškų (2.522) su atitinkamomis $\varphi_{\text{iš}\,j,\,k}(\omega)$ išraiškomis atitinkamų narių, pavyzdžiui, N_1 ir N_2, suma:

$$\varphi_{\text{iš N}\,1,\,2}(\omega) = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_1} [\varphi_{\text{iš}\,j}(\omega) + \varphi_{\text{RC}}(\omega)]}_{\text{BB, BK, EK, BU, IK}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{N_2} [\varphi_{\text{iš}\,k}(\omega) + \varphi_{\text{RC}}(\omega)]}_{\text{BE, BS}} \leq (N_1 + N_2)\cdot(\pi/2) \text{ rad.} \quad (2.523)$$

Transformatorinio ryšio Tr_j tarp pakopų p_j atveju (2.137 pav., c) kintamojo signalo $U_{\text{in N}\sim}$ ir $I_{\text{in N}\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{in N}}$) kaskadinio stiprintuvo išėjime $U_{\text{iš N}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš N}}$ fazės $\varphi_{\text{iš N}}(\omega)$ vertė įėjime $U_{\text{in N}}$ veikiančios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in N}}$ fazės $\varphi_{\text{in N}}(\omega)$ atžvilgiu tiesiogiai priklauso ir nuo *transformatoriaus fazinės charakteristikos* $\varphi_{\text{iš Tr}}(\omega)$. Todėl trumpai panagrinėsime transformatoriaus Tr dažnines charakteristikas.

Transformatoriaus fazinė charakteristika $\varphi_{\text{Tr iš}}(\omega)$ yra nulemta jo pirminės – I ir antrinės – II atitinkamų apvijų $n_{1,\,2}$ tarpusavio indukcijos sąveikos ir šių apvijų sąveikos su transformatoriaus Tr šerdimi, kuri atlieka magnetolaidžio vaidmenį. Transformatoriaus Tr pirminės – I ir antrinės – II apvijų $n_{1,\,2}$ tarpusavio indukcijos sąveika atitinka transformatorinio ryšio rezonansinių *RLC*– kontūrų elektrinę grandinę, kurios elektrinės savybes buvo išnagrinėtos anksčiau šios mokomosios priemonės 1.1.8 skyriuje.

Taigi, pirmiausia išnagrinėsime pirminės – I apvijos, sudarytos iš n_1 vijų, sąveiką su transformatoriaus Tr šerdimi – magnetolaidžiu M, kai antrosios apvijos – II, sudarytos iš n_2 vijų, grandinė yra atvira – *tuščioji veika*, ir todėl antrinės apvijos – II (n_2)grandinės srovė $\boldsymbol{I}_2 = 0$. Ši situacija yra parodyta 2.150 pav., a.

Iš 2.150 pav., a, matome: dėl įtampos $\boldsymbol{U}_1$ įėjime U_{in} poveikio transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje – I-n_1 yra žadinama tuščiosios veikos srovė $\boldsymbol{I}_{1\,\text{x}}$, kuri savo ruožtu sužadina magnetinio lauko stiprį $\boldsymbol{H}_{1\,\text{x}}$ (Bio, Savaro ir Laplaso dėsnis), ir šio magnetinio lauko stiprio modulis $H_{1\,\text{x o}}$ yra:

$$H_{1\,\text{x o}} \cong n_1 \cdot I_{1\,\text{x o}}/l_{\text{m vid}}, \quad (2.524)$$

čia: n_1 – pirminės apvijos – I vijų skaičius; $I_{1\,\text{x o}}$ – srovės $\boldsymbol{I}_{1\,\text{x}}$ modulis; $l_{\text{m vid}}$ – transformatoriaus Tr magnetolaidžio M – šerdies kontūro vidutinis ilgis.

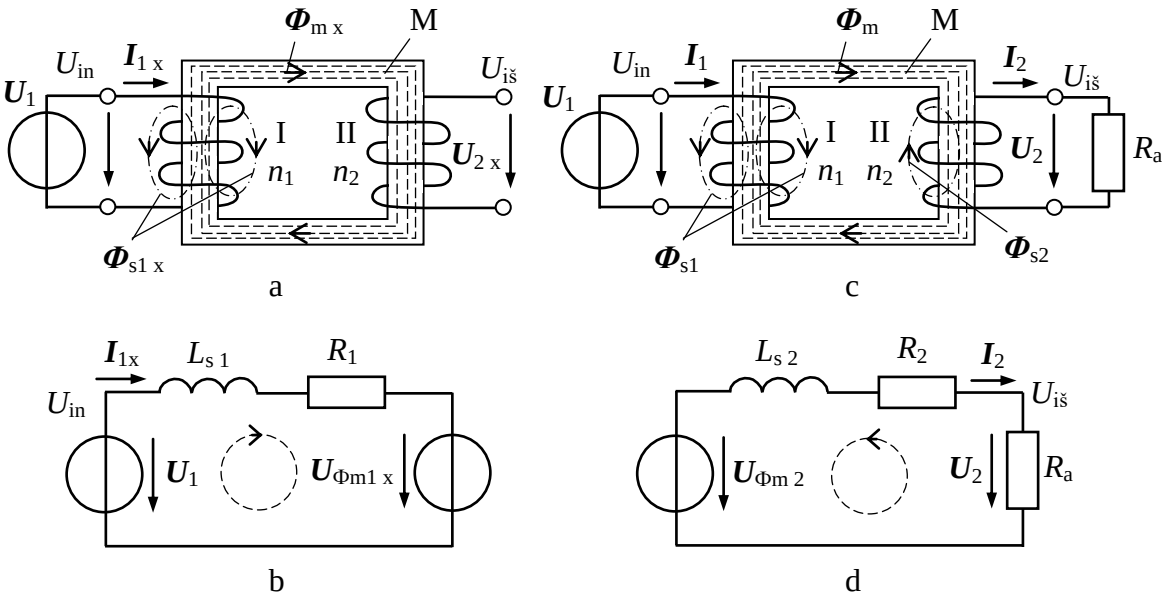
Magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_{1\,\text{x}}$ linijos yra išimtinai šerdyje M, nes ji yra padaryta iš medžiagos, pavyzdžiui, permalojaus arba ferito, kurių santykinė magnetinė skvarba $\mu_{\text{m}} >> 1$, ir todėl šerdyje M magnetinio lauko indukcija $\boldsymbol{B}_{\text{m}\,1\,\text{x}}$ yra:

$$\boldsymbol{B}_{\text{m}\,1\,\text{x}} = \mu_{\text{o}} \cdot \boldsymbol{\mu}_{\text{m}} \cdot \boldsymbol{H}_{1\,\text{x}}, \quad (2.525)$$

čia:

$$\boldsymbol{\mu}_{\text{m}} = \boldsymbol{B}_{\text{m}}/\boldsymbol{B}_{\text{vak}} = \mu_{\text{m}}' + \text{j}\cdot\mu_{\text{m}}'' = \mu_{\text{m}\,0}\cdot e^{-\text{j}\cdot\varphi_{\mu}} = \mu_{\text{m}\,0}\cdot e^{-\text{j}\cdot\omega\cdot t}, \quad (2.525\text{a})$$

čia: $\boldsymbol{\mu}_{\text{m}}$ – transformatoriaus Tr šerdies M medžiagos santykinė magnetinė skvarba, kuri



2.150 pav. Vienfazio transformatoriaus Tr grandinė tuščiosios veikos atveju (a), su apkrova (c), pirminės apvijos – I-n_1 ekvivalentinė grandinė (b) ir antrinės apvijos – II-n_2 ekvivalentinė grandinė (d)

bendru atveju yra kompleksinis dydis ir parodo, kiek kartų skiriasi $\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}$ vertė medžiagoje nuo vertės $\boldsymbol{B}_{\mathrm{vak}}$ vakuume, kai žadinimo srovė yra ta pati, čia: μ_{m}' ir μ_{m}'' – atitinkamai realusis ir menamasis sandai; $\varphi_{\mu} = \omega \cdot t = \mathrm{arctg}\,(\mu_{\mathrm{m}}''/\mu_{\mathrm{m}}')$ – vektoriaus $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}}$ fazė; ω – poveikio harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_1 = U_{\mathrm{o}\,1}\cdot \mathrm{e}^{\,\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}$ ciklinis dažnis; μ_{o} – vakuumo magnetinė konstanta tarptautinėje SI matavimų sistemoje.

Taigi, tuščios veikos magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}}$ srautas $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}}$, kertantis transformatoriaus Tr šerdies M skerspjūvio plotą S_{m}, yra:

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}} = \boldsymbol{B}_{\mathrm{m\,1\,x}}\cdot S_{\mathrm{m}}, \tag{2.526}$$

čia yra pasirinkta $S_{\mathrm{m}} = \mathrm{const}$ ir vektorius $\boldsymbol{B}_{\mathrm{m\,1\,x}}$ yra statmenas šiam plotui.

Akivaizdu, jog dalis magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}}$ linijų nėra transformatoriaus Tr šerdyje M – magnetolaidyje, todėl apeidamas šerdį M per aplinką – orą sukuria nepageidautiną sklaidos magnetinį srautą $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{s\,1\,x}}$, parodyta 2.150 pav., a, brūkšninėmis-taškinėmis uždaromis kreivėmis, kurio modulio $\Phi_{\mathrm{o\,s\,1\,x}}$ vertė yra išreiškiama taip:

$$\Phi_{\mathrm{o\,s\,1\,x}} = I_{\mathrm{o\,1\,x}}\cdot L_{\mathrm{s\,1}}/n_1, \tag{2.527}$$

čia $L_{\mathrm{s\,1}}$ – pirminės apvijos – I-n_1 magnetinio srauto $\Phi_{\mathrm{o\,s\,1\,x}}$ sklaidos induktyvumas.

Tuščiosios veikos magnetiniai srautai $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}}$ ir $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{s\,1\,x}}$ kerta pirminės apvijos – I-n_1 kontūrą ir šioje apvijoje n_1 sužadina atitinkamas momentines *evj* vertes:

$$u_{\Phi\mathrm{m\,1\,x}} = -n_1\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{\mathrm{m\,x}}/\mathrm{d}\,t), \qquad u_{\mathrm{L\,s\,1\,x}} = L_{\mathrm{s\,1}}\cdot(\mathrm{d}i_{1\,\mathrm{x}}/\mathrm{d}\,t), \tag{2.528}$$

ir atitinkamai tekanti srovė $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$ pirminės apvijos – I-n_1 vijų varžoje R_1 sužadina momentinę įtampą $u_{\mathrm{R1\,x}}$ bei įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R1\,x}}$:

$$u_{\mathrm{R1\,x}} = i_{1\,\mathrm{x}}\cdot R_1, \qquad \boldsymbol{U}_{\mathrm{R1\,x}} = \boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}\cdot R_1. \tag{2.529}$$

Taigi, transformatoriaus Tr pirminės apvijos – I-n_1 tuščiosios veikos ekvivalentinė grandinė tiesinės veikos atveju yra parodyta 2.150 pav., b, ir šioje grandinėje iš antrosios Kirchhofo taisyklės (2.13) momentinės įtampos u_1 vertė yra:

$$u_1 = L_{\mathrm{s\,1}}\cdot(\mathrm{d}i_{1\,\mathrm{x}}/\mathrm{d}\,t) + i_{1\,\mathrm{x}}\cdot R_1 + n_1\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{\mathrm{m\,x}}/\mathrm{d}\,t). \tag{2.530}$$

Iš čia harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_1 = U_{\mathrm{o}\,1}\cdot \mathrm{e}^{\,\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}$ atveju galima parašyti kompleksinį

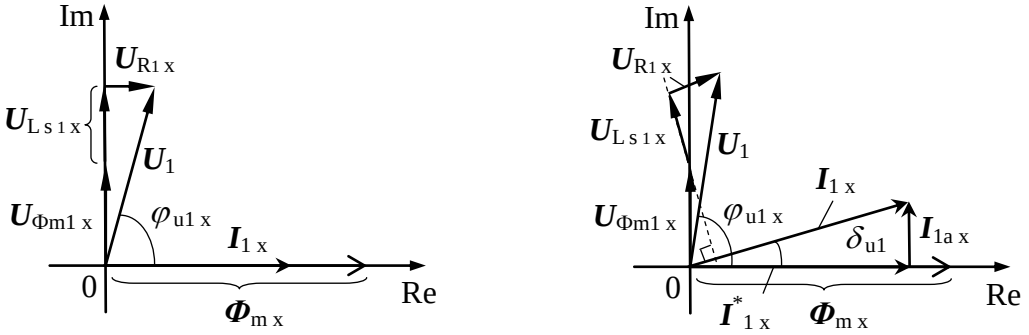
pavidalą:

$$\boldsymbol{U}_1 = \boldsymbol{I}_{1\,x}\cdot(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot L_{s\,1}) + \boldsymbol{I}_{1\,x}\cdot R_1 + n_1\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}/\mathrm{d}\,t). \qquad (2.531)$$

Transformatoriaus Tr tiesinėje veikoje harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_1$ atveju paskutiniai išraiškų (2.530) ir (2.531) nariai yra parašomi taip:

$$\left.\begin{aligned} n_1\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{m\,x}/\mathrm{d}\,t) = n_1\cdot\{\mathrm{d}\,[\Phi_{o\,m\,x}\cdot\sin(\omega\cdot t)]/\mathrm{d}\,t\} = \omega\cdot n_1\cdot\Phi_{o\,m\,x}\cdot\cos(\omega\cdot t),\\ n_1\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}/\mathrm{d}\,t) = n_1\cdot[\,\mathrm{d}\,(\Phi_{o\,m\,x}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t})/\mathrm{d}\,t] = \mathrm{j}\cdot\omega\cdot n_1\cdot\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.532)$$

Iš išraiškos (2.531) kyla transformatoriaus Tr tuščiosios veikos pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama, kuri yra parodyta 2.151 pav., a, kai Im $\boldsymbol{\mu}_m = 0$, o kai Im $\boldsymbol{\mu}_m = \mu_m'' \neq 0$, ši situacija yra pavaizduota b pozicijoje.



2.151 pav. Vienfazio transformatoriaus Tr tuščiosios veikos atveju pirminės apvijos – I-n_1 (2.150 pav., a) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav., b) vektorinė diagrama: a – kai Im $\boldsymbol{\mu}_m = 0$ ir b – kai Im $\boldsymbol{\mu}_m = \mu_m'' \neq 0$

Iš 2.151 pav. matome: pirmiausia kompleksinės plokštumos {Re, Im} realioje ašyje {Re} yra atidedamas vektorius $\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}$. Čia tariame, kad $\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}$ fazė $\varphi_{\Phi m\,x} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, kad magnetinį lauką $\boldsymbol{H}_{1\,x}$, o kartu ir $\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}$ žadinanti srovė $\boldsymbol{I}_{1\,x}$ savo faze $\varphi_{I\,1\,x}$ sutampa su faze $\varphi_{\Phi m\,x}$ ($\varphi_{I\,1\,x} = \varphi_{\Phi m\,x}$). Todėl srovė $\boldsymbol{I}_{1\,x}$ taip pat yra atidedama realiojoje ašyje {Re} (2.151 pav., a). Šiuo atveju matome, kad kampas $\varphi_{u1\,x} < \pi/2$ rad, todėl pirminėje transformatoriaus Tr apvijoje – I-n_1 turime energijos nuostolius, kurių vidutinės galios vertė $P_{1\,a\sim}$ yra:

$$P_{1a\sim} = 0{,}5\cdot U_{o\,1}\cdot I_{o\,1\,x}\cdot\cos\varphi_{u\,1\,x} = 0{,}5\cdot U_{o\,R1\,x}\cdot I_{o\,1\,x} = 0{,}5\cdot I_{o\,1\,x}^2\cdot R_1, \qquad (2.533)$$

čia: $U_{o\,1}$ ir $I_{o\,1\,x}$ – atitinkamai įtampos $\boldsymbol{U}_1$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{1\,x}$ moduliai.

Kitu atveju, kai Im $\boldsymbol{\mu}_m = \mu_m'' \neq 0$, susidaro papildomų magnetinių nuostolių transformatoriaus Tr šerdyje M, todėl pirminės apvijos – I-n_1 tuščiosios veikos srovė $\boldsymbol{I}_{1\,x}$ yra sudaryta iš dviejų sandų sumos (2.151 pav., b):

$$\boldsymbol{I}_{1\,x} = \boldsymbol{I}^*_{1\,x} + \boldsymbol{I}_{1a\,x}, \qquad (2.534)$$

čia: $\boldsymbol{I}^*_{1\,x}$ – magnetinį lauką $\boldsymbol{H}_{1\,x}$, o kartu ir $\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}$ žadinanti srovė; $\boldsymbol{I}_{1a\,x}$ – aktyvioji srovė, kurios fazė $\varphi_{I\,1\,a\,x}$ sutampa su įtampos $\boldsymbol{U}_{1\Phi m\,x} = -n_1\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}/\mathrm{d}\,t)$ (2.511) faze $\varphi_{U\,\Phi m1\,x} = \varphi_{I\,1\,a\,x}$.

Kampas $\delta_{u1} = \mathrm{arctg}\,(\boldsymbol{I}_{1a\,x}/\boldsymbol{I}^*_{1\,x})$ (2.151 pav., b) yra vadinamas pirminės apvijos – I-n_1 *magnetinių nuostolių kampu,* nes jo vertė didina nepageidaujamą vidutinę aktyviąją galią $P_{1a\sim}$, kuri yra suvartojama pirminėje apvijoje – I-n_1. Ši galia yra apskaičiuojama taip:

$$P_{1a\sim} = 0{,}5\cdot U_{o\,1}\cdot I_{o\,1\,x}\cdot\cos\varphi_1 = 0{,}5\cdot U_{o\,1}\cdot I_{o\,1\,x}\cdot\cos(\varphi_{u1\,x} - \delta_{u\,1}), \qquad (2.535)$$

čia: $U_{o\,1}$ ir $I_{o\,1\,x}$ – atitinkamai įtampos $\boldsymbol{U}_1$ ir srovės $\boldsymbol{I}_{1\,x}$ moduliai.

Iš 2.151 pav. matome: visais nagrinėjamais atvejais įtampos $\boldsymbol{U}_{\Phi m\ 1\ x}$ vektorius vektoriaus $\boldsymbol{\Phi}_{m\,x}$ atžvilgiu yra atidedamas statmenai – kampu $\pi/2$ rad (arba 90^o), nes ši įtampa

yra induktyvinės prigimties. Vektorių sumos (2.511) kitų sandų vektoriai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L\,s\,1\,x}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R1\,x}}$ yra orientuoti atitinkamai statmenai ir lygiagrečiai srovei $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$, nes to reikalauja induktyvumo L bei aktyviosios varžos R elementų fazinės savybės.

Kai transformatoriaus Tr antrinė apvija – II-n_2 veikia tuščiąja veika (2.150 pav., a), tai šiuo atveju antrinės pavijos – II-n_2 ekvivalentinė grandinė atitinka *evj* šaltinį. Todėl tiesinės veikos atveju transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II-n_2 gnybtuose – išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ yra indukuojama tuščiosios veikos įtampa $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$:

$$\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}} = -n_2 \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}}/\mathrm{d}\,t) = -\mathrm{j}\cdot\omega\cdot n_2\cdot\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}}. \qquad (2.536)$$

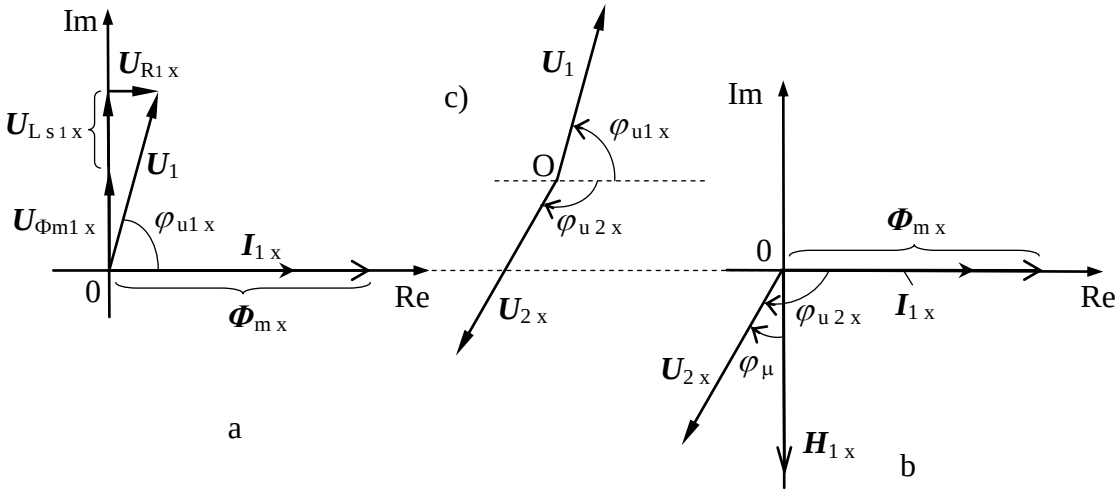
Iš čia ir (2.525) bei (2.526) gauname:

$$\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}} = -n_2 \cdot (\mathrm{d}\,\boldsymbol{B}_{\mathrm{m\,1\,x}}/\mathrm{d}\,t)\cdot S_{\mathrm{m}} = -\mu_{\mathrm{o}}\cdot n_2\cdot[\mathrm{d}\,(\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}}\cdot\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}})/\mathrm{d}\,t]\cdot S_{\mathrm{m}}. \qquad (2.537)$$

Iš (2.537) matome: įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ fazė $\varphi_{\mathrm{u\,2\,x}}$ yra vektorių $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}}$ ir $\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}}$ atitinkamų fazių $-\varphi_{\mu}$ ir $-\varphi_{\mathrm{H1\,x}}$ algebrinė suma:

$$\varphi_{\mathrm{u\,2\,x}} = (-\varphi_{\mu}) + (-\varphi_{\mathrm{H1\,x}}). \qquad (2.538)$$

Ši situacija yra parodyta 2.152 pav., b.



2.152 pav. Vienfazio transformatoriaus Tr tuščiosios veikos atveju antrinės apvijos – II-n_2 (2.150 pav., a) vektorinė diagrama (b), kai $\mathrm{Im}\,\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu_{\mathrm{m}}'' \neq 0$

Iš 2.152 pav., b, matome: pirmiausia kompleksinės plokštumos {Re, Im} realiojoje ašyje {Re} yra atidedamas vektorius $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m\,x}}$, ir tai reiškia, kad pasirenkame jo fazę $\varphi_{\Phi\mathrm{m\,x}} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, kad šiuo atveju magnetinį lauką $\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}}$ žadinančios srovės $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$ atžvilgiu atidedame statmenai kampu $-\pi/2$ rad ($\varphi_{\mathrm{H\,1\,x}} = -90^{\mathrm{o}}$), ir todėl vektorius $\boldsymbol{H}_{1\,\mathrm{x}}$ guli menamoje ašyje {Im} (2.152 pav., b), nes išraiškos (2.516) nusakoma įtampa $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ yra induktyvios prigimties, ir todėl veikia Lenco taisyklė. Akivaizdu, jog įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ fazė $\varphi_{\mathrm{u\,2\,x}}$ turi tenkinti akivaizdžią sąlygą: $\varphi_{\mathrm{u\,2\,x}} \le \varphi_{\mathrm{u1\,x}}$ – įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazė, nes priešingu atveju būtų pažeistas pasekmės-priežasties nuoseklumo dėsnis – įtampa $\boldsymbol{U}_2$ (reakcija) visada atsilieka įtampos $\boldsymbol{U}_1$ (poveikio) atžvilgiu. Taigi, įtampų $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ ir $\boldsymbol{U}_1$ fazėms tarpusavyje palyginti 2.152 pav., a, yra pateikta pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama iš 2.151 pav., a, ir iš čia matome, kad, esant sąlygai $\mathrm{Im}\,\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu_{\mathrm{m}}'' = 0$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R1\,x}} \neq 0$, gauname $\varphi_{\mu} = 0$, ir iš čia turime nelygybę: $\varphi_{\mathrm{u2\,x}} < \varphi_{\mathrm{u1\,x}}$, iš kurios darome išvadą: ir šiuo atveju įtampa $\boldsymbol{U}_1$ užskuba įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ atžvilgiu.

Iš 2.152 pav., c, ir iš (2.538) matome, kad įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ fazė $\varphi_{21\,\mathrm{x}}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazės $\varphi_{\mathrm{u1\,x}}$ atžvilgiu yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{21\,\mathrm{x}} = -\varphi_{\mathrm{u2\,x}} - \varphi_{\mathrm{u1\,x}} = -\pi/2 - \varphi_{\mu} - \varphi_{\mathrm{u1\,x}} \le 0. \qquad (2.539)$$

Įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazę $\varphi_{\mathrm{u1\,x}}$, kai $\mathrm{Im}\,\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = 0$, randame iš 2.151 pav., a, arba 2.152 pav., a:

$$\varphi_{\mathrm{u1\,x}} = \pi/2 - \operatorname{arctg}\,[|\boldsymbol{U}_{\mathrm{R1\,x}}|/(|\boldsymbol{U}_{\Phi\mathrm{m1\,x}}| + |\boldsymbol{U}_{\mathrm{L\,s\,1\,x}}|)] =$$

$$= \pi/2 - \operatorname{arctg}\,[I_{\mathrm{o\,1\,x}}\cdot R_1/(\mu_{\mathrm{o}}\cdot\mu_{\mathrm{m}}\cdot n_1^{\,2}\cdot\omega\cdot I_{\mathrm{o\,1\,x}}\cdot S_{\mathrm{m}}/l_{\mathrm{m\,vid}} + I_{\mathrm{o\,1\,x}}\cdot\,\omega\cdot L_{\mathrm{s\,1}})], \quad (2.540)$$

čia išvesdami pasinaudojome išraiškomis (2.524)–(2.529).

Iš gautos išraiškos (2.540) matome, kad $\varphi_{\mathrm{u1\,x}} \Rightarrow 0$, kai $\omega \Rightarrow 0$.

Kitu atveju, kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu_{\mathrm{m}}^{''} \neq 0$, susidaro magnetinių nuostolių transformatoriaus Tr šerdyje M, todėl pirminės apvijos – I-n_1 srovė $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$ turi papildomą fazės sandą $\delta_{\mathrm{u}\,1}$ (2.151 pav., b). Šio reiškinio lemiamas įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\mathrm{x}}$ delsos kampas $\varphi_{21\,\mathrm{x}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\varphi_{21\,\mathrm{x}} \cong -\pi/2 - \varphi_{\mu} - \varphi_{\mathrm{u1\,x}} - \delta_{\mathrm{u}\,1} \leq 0. \quad (2.541)$$

Kai transformatoriaus Tr antrinė apvija – II-n_2 – išėjimas $U_{\mathrm{iš}}$ yra apkrautas, pavyzdžiui, aktyviuoju rezistoriumi R_{a}, srovė $\boldsymbol{I}_2 \neq 0$ ir, analogiškai pirminės apvijos – I-n_1 ekvivalentinei grandinei (2.150 pav., b), turime antrinės pavijos – II-n_2 ekvivalentinę grandinę, kuri yra parodytą 2.150 pav., d. Akivaizdu, jog ir šiuo atveju dalis magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_1$ linijų nėra transformatoriaus Tr šerdyje M, todėl, apeidamos šerdį M per orą, sukuria nepageidaujamą sklaidos magnetinį srautą $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{s}\,2}$, 2.150 pav., c, parodyta brūkšninėmis-taškinėmis uždaromis kreivėmis, kurio modulio $\Phi_{\mathrm{o\,s}\,2}$ vertė yra išreiškiama taip:

$$\Phi_{\mathrm{o\,s}\,2} = I_{\mathrm{o}\,2}\cdot L_{\mathrm{s}\,2}/n_2, \quad (2.542)$$

čia: $L_{\mathrm{s}\,2}$ – antrinės apvijos – II-n_2 magnetinio srauto sklaidos induktyvumas; $I_{2\,\mathrm{o}}$ – srovės $\boldsymbol{I}_2$ modulis.

Magnetiniai srautai $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$ ir $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{s}\,2}$ kerta antrinės apvijos – II-n_2 kontūrą ir šioje apvijoje sužadina atitinkamas momentines *evj* vertes:

$$u_{\Phi\mathrm{m}\,2} = -n_2\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t), \qquad u_{\mathrm{L\,s}\,2} = L_{\mathrm{s}\,2}\cdot(\mathrm{d}i_2/\mathrm{d}\,t), \quad (2.543)$$

ir atitinkamai srovė $\boldsymbol{I}_2$, tekanti antrinėje apvijoje – II- n_2, jos vijų varžoje R_2 sužadina momentinę įtampą $u_{\mathrm{R}\,2}$ bei įtampą $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,2}$:

$$u_{\mathrm{R}\,2} = i_2\cdot R_2, \qquad \boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,2} = \boldsymbol{I}_2\cdot R_2. \quad (2.544)$$

Taigi, aktyviąja varža R_{a} apkrautos transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II-n_2 ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.150 pav., d. Iš antrosios Kirchhofo taisyklės (2.13) momentinių įtampų vertėms galima parašyti:

$$u_2 = i_2\cdot R_{\mathrm{a}} = -i_2\cdot R_2 - L_{\mathrm{s}\,2}\cdot(\mathrm{d}i_2/\mathrm{d}\,t) + n_2\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t). \quad (2.545)$$

Iš čia harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_1 = U_{\mathrm{o}\,1}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t}$ atveju galima parašyti:

$$\boldsymbol{U}_2 = \boldsymbol{I}_2\cdot R_{\mathrm{a}} = -\boldsymbol{I}_2\cdot R_2 - \boldsymbol{I}_2\cdot(\mathrm{j}\cdot\omega\cdot L_{\mathrm{s}\,2}) + n_{\,2}\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t), \quad (2.546)$$

čia įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,2}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,2\,\mathrm{d}}$ neigiami ženklai atitinka pasirinktą srovės $\boldsymbol{I}_2$ kryptį (2.150 pav., d), nes šios srovės atsiradimo priežastis yra indukcijos įtampa $\boldsymbol{U}_{\Phi\mathrm{m}\,2} = -n_{\,2}\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t)$.

Transformatoriaus Tr tiesinėje veikoje harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_1$ atveju paskutiniai išraiškų (2.545) ir (2.546) nariai yra parašomi taip:

$$n_{\,2}\cdot(\mathrm{d}\,\Phi_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t) = n_{\,2}\cdot\{\mathrm{d}\,[\Phi_{\mathrm{o\,m}}\cdot\sin(\omega\cdot t)]/\mathrm{d}\,t\} = \omega\cdot n_{\,2}\cdot\Phi_{\mathrm{o\,m}}\cdot\cos(\omega\cdot t), \quad (2.547)$$

$$n_{\,2}\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t) = n_{\,2}\cdot[\mathrm{d}\,(\Phi_{\mathrm{o\,m}}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega\cdot t})/\mathrm{d}\,t] = \mathrm{j}\cdot\omega\cdot n_{\,2}\cdot\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}. \quad (2.547\mathrm{a})$$

Norint nubraižyti rezistoriumi R_{a} apkrauto transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II-n_2 vektorinę diagramą, atitinkančią išraišką (2.546), būtina turėti transformatoriaus Tr srovių $\boldsymbol{I}_{1,\,2}$ vektorinę diagramą, nes, analogiškai surištiesiems *RLC*– kontūrams, antrinės apvijos – II-n_2 srovė $\boldsymbol{I}_2$ veikia srovę $\boldsymbol{I}_1$ pirminėje apvijoje – I-n_1, ir atvirkščiai – pirminės apvijos – I-n_1 srovė $\boldsymbol{I}_1$ veikia srovę $\boldsymbol{I}_2$ antrinėje apvijoje – II-n_2. Taigi, analogiškai antrajam Omo dėsniui, pilnos elektrinės grandinės atveju (pirmoji d.– (1.17)), magnetinėje grandinėje, sudarytoje iš magnetolaidžio M, vietoje elektrovaros jėgos $\mathcal{E}$ (arba *evj*) yra naudojama *magnetoelektrovaros*

jėga $\mathcal{F}_{\mathrm{m}}$ (arba *mej*), ir Omo dėsnis pilnai magnetinei grandinei yra parašomas taip:

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}} = \mathcal{F}_{\mathrm{m}} / \mathcal{R}_{\mathrm{m}}, \tag{2.548}$$

čia:

$$\mathcal{R}_{\mathrm{m}} = l_{\mathrm{m\,vid}} / (\mu_{\mathrm{o}} \cdot \boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} \cdot S_{\mathrm{m}}), \tag{2.548a}$$

yra magnetolaidžio M varža magnetiniam srautui $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$, ir todėl dydį $\mathcal{R}_{\mathrm{m}}$ galima vadinti *magnetine varža*, kuri bendru atveju yra kompleksinis dydis.

Čia reikia pasakyti, kad įvairių konstrukcijų magnetolaidžiams M, sudarytiems iš nuoseklaus bei lygiagretaus montažo, atstojamoji magnetinė varža $\mathcal{R}_{\mathrm{m\,ekv}}$ yra randama analogiškai atstojamosios varžos skaičiavimo išraiškoms elektrinėse grandinėse:

$$\left.\begin{aligned} 1/\mathcal{R}_{\mathrm{m\,ekv}} &= \sum (1/\mathcal{R}_{\mathrm{m}\,i}) \text{ – lygiagretaus montažo atveju,} \\ \mathcal{R}_{\mathrm{m\,ekv}} &= \sum \mathcal{R}_{\mathrm{m}\,i} \text{ – nuoseklaus montažo atveju.} \end{aligned}\right\} \tag{2.548b}$$

Magnetinėse grandinėse magnetoelektrovaros jėga $\mathcal{F}_{\mathrm{m}}$ yra dažniausiai žadinama srove $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$, tekančią ritės L apvijomis n, kurių skaičius $n \geq 1$. Ši srovė $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$ savo ruožtu žadina magnetinio lauko stiprį $\boldsymbol{H}$, ir todėl galima parašyti:

$$\mathcal{F}_{\mathrm{m}} = \oint \boldsymbol{H} \cdot \mathrm{d}\,\boldsymbol{l} = \sum_{j=1}^{N} n_i \cdot \boldsymbol{I}_{\mathrm{L}\,i}, \tag{2.549}$$

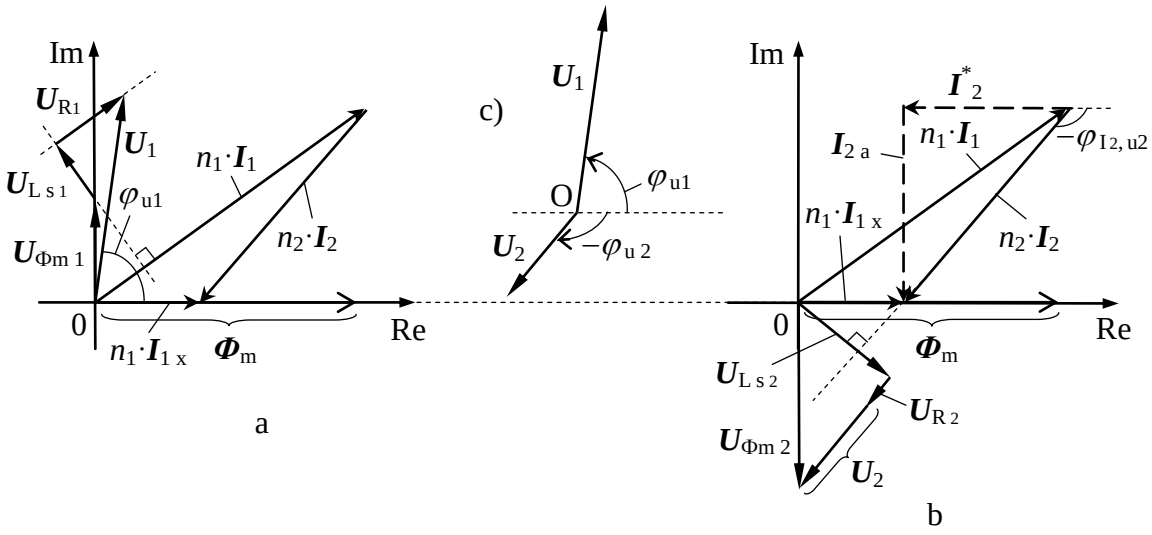
čia $\mathrm{d}\,\boldsymbol{l}$ – elementarusis ritės L apvijų n ilgio vektorinis elementas, kurio kryptis sutampa su srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}$ kryptimi šiame elemente.

Vienfazio transformatoriaus Tr atveju iš (2.549) kyla lygtis:

$$\mathcal{F}_{\mathrm{m}} = n_1 \cdot \boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}} = n_1 \cdot \boldsymbol{I}_1 + n_2 \cdot \boldsymbol{I}_2 = \mathrm{const}, \tag{2.550}$$

čia $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$ – srovė transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje – I-n_1, kai antrinė apvija– II-n_2 veikia tuščiąja veika – $R_{\mathrm{a}} \Rightarrow \infty$, ir todėl srovė $\boldsymbol{I}_2 \Rightarrow 0$.

Iš (2.550) matome: transformatoriaus Tr apvijų – I-n_1 ir II-n_2 atitinkamos srovės $\boldsymbol{I}_{1,\,2}$, kai $R_{\mathrm{a}} > 0$, su tuščiosios veikos srove $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}$, kai $R_{\mathrm{a}} = \infty$, sudaro vektorinį sumos trikampį, kurio kraštinė $\{n_1 \cdot \boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}}\}$, esant bet kokioms apkrovos varžos R_{a} vertėms, išlieka pastovios krypties ir modulio. Ši situacija, kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = 0$, ir esant apkrovos varžai $R_{\mathrm{a}} > 0$, pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama yra parodyta 2.153 pav., a, o antrinės apvijos – II-n_2 vektorinė diagrama yra parodyta 2.153 pav., b.



2.153 pav. Vienfazio transformatoriaus Tr su omine apkrovos varža $R_{\mathrm{a}} > 0$ antrinėje apvijoje II-n_2, tiesinės veikos atveju antrinės apvijos – II-n_2 (2.150 pav., c) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav., d) vektorinė diagrama (b), ir pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama (a), kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = 0$

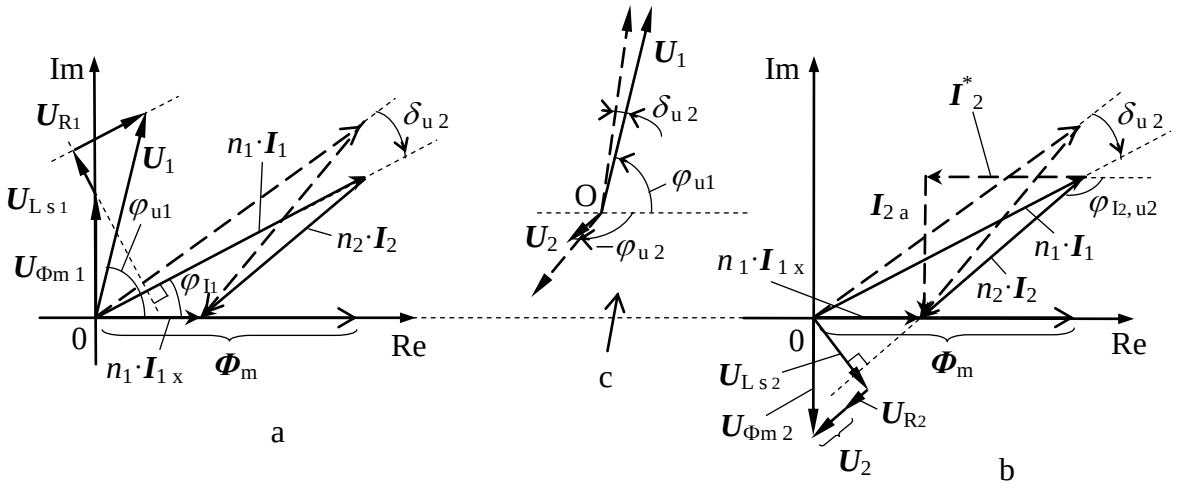
Iš 2.153 pav. matome: nagrinėjamu atveju pirmiausia kompleksinės plokštumos {Re, Im} realioje ašyje {Re} yra atidedamas vektorius $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$, ir tai reiškia, kad pasirenkame jo fazę $\varphi_{\Phi\mathrm{m}} = 0$. Kita svarbi prielaida yra ta, kad magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_1$, o kartu ir $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$ indukuojamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\Phi\mathrm{m}\,1,\,2} = -n_{1,\,2}\cdot(\mathrm{d}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t)$ vektoriai yra atidėti statmenai vektoriui $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$, nes šios įtampos yra induktyvios prigimties, todėl turime kampą $\pi/2$ rad, arba 90^{o}. Įtampos $\boldsymbol{U}_{\Phi\mathrm{m}\,2}$ sąlygotos srovės $\boldsymbol{I}_2$ fazė $\varphi_{\mathrm{I}\,2}$ nebesutampa su $\varphi_{\Phi\mathrm{m}}$ faze ($\varphi_{\mathrm{I}\,2} \neq \varphi_{\Phi\mathrm{m}}$), nes rezistoriuose R_2 ir R_{a} atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}\,2}$ ir $\boldsymbol{U}_2$ vektorių kryptys turi sutapti su srovės $\boldsymbol{I}_2$ kryptimi. Taigi, kai transformatoriaus Tr antrinė apvija – II-n_2 – išėjimas $U_{\text{iš}}$ yra apkrauta rezistoriumi $R_{\mathrm{a}} > 0$ ir Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = 0$, srovė $\boldsymbol{I}_2$ yra sudaryta iš dviejų sandų sumos (2.153 pav. b):

$$\boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{I}^*_2 + \boldsymbol{I}_{2\,\mathrm{a}}, \tag{2.551}$$

čia: $\boldsymbol{I}^*_2$ – magnetinio lauko $\boldsymbol{H}_1$ ir kartu $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$ žadinimo srovė, kurios kryptis yra priešinga vektoriaus $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$ krypčiai (Lenco taisyklė); $\boldsymbol{I}_{2\,\mathrm{a}}$ – apkrovos R_{a} srovės $\boldsymbol{I}_2$ sandas, kurio fazė $\varphi_{\mathrm{I}2\,\mathrm{a}}$ sutampa su įtampos $\boldsymbol{U}_{\Phi\mathrm{m}\,2} = -n_2\cdot(\mathrm{d}\,\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}/\mathrm{d}\,t)$ (2.543) faze $\varphi_{\mathrm{U}\,\Phi\mathrm{m}\,2} = \varphi_{\mathrm{I}2\,\mathrm{a}}$.

Kitu atveju, kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu''_{\mathrm{m}} \neq 0$, susidaro papildomų magnetinių nuostolių transformatoriaus Tr šerdyje M, todėl antrinės apvijos – II-n_2 srovė $\boldsymbol{I}_2$ bei jos sandai $\boldsymbol{I}^*_2$ ir $\boldsymbol{I}_{2\,\mathrm{a}}$ (2.546) sumažėja proporcingai antrinės apvijos – II-n_2 *magnetinių nuostolių kampui* $\delta_{\mathrm{u}\,2}$.

Akivaizdu, jog dėl to proporcingai sumažėja ir įtampos $\boldsymbol{U}_{2\,\Phi\mathrm{m}}$, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}2}$ ir $\boldsymbol{U}_2$. Kita vertus, iš (2.550) matome, kad magnetinių nuostolių kampas $\delta_{\mathrm{u}\,2}$ turi įtakos ir pirminės apvijos – I-n_1 vektorinei diagramai. Ši situacija, kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu''_{\mathrm{m}} \neq 0$, ir esant apkrovos varžai $R_{\mathrm{a}} > 0$, pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama yra parodyta 2.154 pav., a, o antrinės apvijos n_2 vektorinė diagrama yra parodyta 2.154 pav., b.



2.154 pav. Vienfazio transformatoriaus Tr, kurio omine varža $R_{\mathrm{a}} > 0$ antrinėje apvijoje I-n_2, tiesinės veikos atveju antrinės apvijos – I-n_2 (2.150 pav., c) ekvivalentinės grandinės (2.150 pav., d) vektorinė diagrama (b), ir pirminės apvijos – I-n_1 vektorinė diagrama (a), kai Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu''_{\mathrm{m}} \neq 0$

Iš 2.153 pav. ir 2.154 pav. matome: esant ominei apkrovai $R_{\mathrm{a}} > 0$ transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje – II-n_2, visais atvejais vidutinė aktyvioji galia $P_{\mathrm{a}\,2\sim}$ apkrovoje R_{a} yra:

$$P_{\mathrm{a}\,2\sim} = 0{,}5\cdot(U_{\mathrm{o}\,2} + U_{\mathrm{o}\,\mathrm{R}2})\cdot I_{\mathrm{o}\,2}\cdot\cos 0^{\mathrm{o}} = 0{,}5\cdot {I_{\mathrm{o}\,2}}^2\cdot(R_{\mathrm{a}} + R_2), \tag{2.552}$$

čia: $U_{\mathrm{o}\,2}$ ir $I_{\mathrm{o}\,2}$ – atitinkamai įtampos $\boldsymbol{U}_2$ ir srovės $\boldsymbol{I}_2$ moduliai.

Kitų vektorinės sumos (2.546) sandų vektoriai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{L}\,\mathrm{s}\,2}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{R}2}$ yra orientuoti atitinkamai statmenai ir lygiagrečiai srovei $\boldsymbol{I}_2$, todėl vektorinėse diagramose 2.153 pav. bei 2.154 pav. yra atidėti taip, kaip to reikalauja induktyvumo L bei ominės varžos R elementai. Taigi, turėdami transformatoriaus abiejų apvijų – I-n_1 ir II-n_2 vektorines diagramas, esant sąlygoms: Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = 0$ arba kitu atveju Im $\boldsymbol{\mu}_{\mathrm{m}} = \mu''_{\mathrm{m}} \neq 0$, galime surasti antrinės apvijos – II-n_2 išėjimo gnybtuose $U_{\text{iš}}$

indukuotos įtampos $\boldsymbol{U}_2$ – reakcijos fazę $\varphi_{21} = (\pm\,\varphi_{u\,2}) - (\pm\,\varphi_{u\,1})$ pirminės apvijos – I-n_1 (2.153 pav., c) gnybtuose U_{in} esančios poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazės atžvilgiu. Magnetinių nuostolių kampo $\delta_{u\,2}$ vertė yra susijusi su transformatoriaus Tr šerdies M medžiagos $\boldsymbol{\mu}_m$ verte ir gali būti išreikšta taip:

$$\delta_{u\,2} \cong \delta_{u\,1} \equiv \delta_u \cong \text{arctg}\,(\mu_m^{''}/\mu_m^{'}), \tag{2.553}$$

čia kampas δ_u yra vadinamas transformatoriaus Tr *magnetinių nuostolių kampu*, o jo vertė yra susijusi su Fuko srovėmis, magnetinių domenų perorientavimo nuostoliais, ir t. t.

Iš 2.153 pav. matome: įtampos $\boldsymbol{U}_2$ fazė φ_{21} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazės φ_{u1} atžvilgiu, kai $\text{Im}\,\boldsymbol{\mu}_m = 0$, yra išreiškiama taip:

$$\varphi_{21} = -\,\varphi_{u\,2} - \varphi_{u\,1} = -\,\varphi_{I2} - \varphi_{u\,1} = \text{arctg}\,(|\boldsymbol{I}_{2\,a}|/|\boldsymbol{I}^*_2|)] - \varphi_{u\,1} \le 0. \tag{2.554}$$

Kitu atveju, kai $\text{Im}\,\boldsymbol{\mu}_m = \mu_m^{''} \ne 0$, iš 2.154 pav. matome: įtampos $\boldsymbol{U}_2$ fazė φ_{21} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ fazės $\varphi_{u\,1}$ atžvilgiu yra išreiškiama tokia pat išraiška (2.554), kurioje srovių $\boldsymbol{I}_{2\,a}$ ir $\boldsymbol{I}^*_2$ vertės yra mažesnės. Kita vertus, iš 2.154 pav. matome, jog visais atvejais, kai antrinė apvija – II-n_2 – išėjimas $U_{iš}$ yra apkrauta ominiu rezistoriumi $R_a > 0$, turime sąlygą: $\varphi_{21} \le 0$. Tai reiškia, kad įtampa $\boldsymbol{U}_2$ atsilieka atžvilgiu įtampos $\boldsymbol{U}_1$.

Apibendrinant galima teigti: esant harmoniniam poveikiui $\boldsymbol{U}_1 = U_{o\,1}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$, tiesinėje veikoje vienfazio transformatoriaus Tr pagrindinės lygtys gali būti parašytos taip:

$$\Phi_{m\,x\,o} \approx U_{o\,1}/(\omega\cdot n_1), \tag{2.555}$$

magnetiniam srautui šerdyje M;

$$\boldsymbol{U}_1 = j\cdot\omega\cdot n_1\cdot\boldsymbol{\Phi}_{m\,x} + \boldsymbol{I}_1\cdot\boldsymbol{Z}_1, \quad \boldsymbol{Z}_1 = R_1 + j\cdot\omega\cdot L_{1\,d}, \tag{2.555a}$$

pirminei apvijai – I-n_1;

$$\boldsymbol{U}_2 = j\cdot\omega\cdot n_2\cdot\boldsymbol{\Phi}_{m\,x} - \boldsymbol{I}_2\cdot\boldsymbol{Z}_2, \quad \boldsymbol{Z}_2 = R_2 + j\cdot\omega\cdot L_{2\,d}, \tag{2.555b}$$

antrinei apvijai – II-n_2;

$$\boldsymbol{I}_{1\,x} = n_1\cdot\boldsymbol{I}_1 + n_2\cdot\boldsymbol{I}_2 = \text{const}, \tag{2.555c}$$

abiem apvijoms – I-n_1 ir II-n_2, čia pirmoji lygtis (2.555) yra parašyta iš (2.531), kai $R_1 << \omega\cdot L_{1\,d}$ ir $I_{o\,1\,x} << I_{o\,1}$.

Čia reikia pasakyti, kad transformatorius Tr gali turėti ne vieną – I-n_2, o daugiau antrinių apvijų – II-$n_{2\,(i)}$, čia: $i = 1, 2, \ldots, N$ – antrinių apvijų II skaičius. Šiuo atveju dvi paskutinės sistemos (2.555) lygtys yra parašomos taip:

$$\boldsymbol{U}_{2\,(i)} = j\cdot\omega\cdot n_{2\,(i)}\cdot\boldsymbol{\Phi}_{m\,x} - \boldsymbol{I}_{2\,(i)}\cdot\boldsymbol{Z}_{2\,(i)}, \tag{2.556}$$

antrinei i-tajai apvijai – II-$n_{2\,(i)}$;

$$\boldsymbol{Z}_{2\,(i)} = R_{2\,(i)} + j\cdot\omega\cdot L_{2\,d\,(i)}, \tag{2.556a}$$

$$\boldsymbol{I}_{1\,x} = n_1\cdot\boldsymbol{I}_1 + \sum_{i=1}^{N} n_{2\,(i)}\cdot\boldsymbol{I}_{2\,(i)} = \text{const}, \tag{2.556b}$$

visoms apvijoms – I-n_1 ir II-$n_{(i)}$.

Transformatoriaus fazinė charakteristika – $\varphi_{iš\,Tr}(\omega)$ yra nulemta įtampų $\boldsymbol{U}_{1,\,2}$ (2.555a, b) atitinkamų fazių $\varphi_{1,\,2}$ skirtumu φ_{21} (2.554) ir parašoma taip:

$$\varphi_{iš\,Tr}(\omega) = (\pm\,\varphi_{u\,2}) - (\pm\,\varphi_{u\,1}) = \text{arctg}\,[(\text{Im}\,\boldsymbol{U}_2)/(\text{Re}\,\boldsymbol{U}_2)] - \text{arctg}\,[(\text{Im}\,\boldsymbol{U}_1)/(\text{Re}\,\boldsymbol{U}_1)]. \tag{2.557}$$

Iš gautų analizės rezultatų galima teigti: transformatoriaus Tr veikos dažnių ω diapazone $\Delta\omega$, antrinėje apvijoje – II-n_2 – išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_2$ fazė $\varphi_{iš\,Tr}(\omega) \approx 0^o$ arba $-180^o \equiv -\pi$ rad įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_1$ fazės $\varphi_{u\,1}$ atžvilgiu, čia fazės $\varphi_{iš\,Tr}(\omega)$ vertė priklauso nuo antrinės apvijos – II-n_2 išvadų poliškumo pirminės apvijos – I-n_1 išvadų poliškumo atžvilgiu. Tai yra susiję su šių apvijų vijų susukimo kryptimi ant transformatoriaus Tr šerdies M – prieš arba pagal laikrodžio rodyklės sukimosi kryptį.

Dar vienas svarbus transformatoriaus Tr veikos parametras yra jo *naudingasis veikimo koeficientas – nvk* (η), kuris, analogiškai (pirmoji d.– (1.23)), yra nusakomas taip:

$$\eta = P_{\mathrm{Ra}\sim}/(P_{\mathrm{Ra}\sim} + P_{\mathrm{Tr}\sim}), \tag{2.558}$$

čia: $P_{\mathrm{Ra}\sim}$ – vidutinė galia, suvartojama antrinės apvijos – II-n_2 ominėje apkrovoje R_a; $P_{\mathrm{Tr}\sim}$ – vidutinė galia, suvartojama pačiame transformatoriuje Tr – jo apvijų I-n_1 ir II-n_2 ominėse varžose atitinkamai $R_{1,\,2}$ bei magnetinių nuostolių pavidalu, kuriuos sudaro Fuko srovės bei magnetinių domenų perorientavimo nuostoliai šerdyje M ir t. t.

Išraiškoje (2.558) dažniausiai $\eta \cong 1$, todėl, norint tiksliau įvertinti η, yra naudojama kitokia transformatoriaus η vertės išraiška:

$$\eta = (P_{\mathrm{U1}\sim} - P_{\mathrm{Tr}\sim})/P_{\mathrm{U1}\sim} = 1 - P_{\mathrm{Tr}\sim}/P_{\mathrm{U1}\sim}, \tag{2.559}$$

čia $P_{\mathrm{U1}\sim}$ – transformatoriaus Tr suvartojama vidutinė galia iš įtampos $U_\sim$ tinklo – elektros energijos šaltinio $\boldsymbol{U}_1$ pirminėje apvijoje – I-n_1.

Iš 2.154 pav., a, matome, kad iš įtampos $U_\sim$ tinklo transformatoriaus Tr suvartojama vidutinė galia $P_{\mathrm{U1}\sim}$ yra išreiškiama taip:

$$P_{\mathrm{U1}\sim} = 0{,}5\cdot U_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{\mathrm{o}\,1}\cdot\cos(\varphi_{\mathrm{u}\,1} - \varphi_{\mathrm{I1}}) = 0{,}5\cdot U_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{\mathrm{o}\,1}\cdot\cos(\varphi_1). \tag{2.560}$$

Nuostolių vidutinė galia $P_{\mathrm{Tr}\sim}$, kuri yra suvartojama transformatoriaus Tr apvijų I-n_1 ir II-n_2 atitinkamose ominėse varžose $R_{1,\,2}$ bei magnetinių nuostolių šerdyje M pavidalu, yra išreiškiama taip:

$$P_{\mathrm{Tr}\sim} = 0{,}5\cdot(I_{\mathrm{o}\,1}{}^2\cdot R_1 + I_{\mathrm{o}\,2}{}^2\cdot R_2) + P_{\mu\sim}, \tag{2.561}$$

čia $P_{\mu\sim}$ – transformatoriaus Tr magnetinių nuostolių vidutinė galia šerdyje M, kurios vertę apytiksliai galima išreikšti per magnetinių nuostolių kampą δ_u (2.553) taip:

$$P_{\mu\sim} \cong 0{,}5\cdot U_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{1\,\mathrm{x}}\cdot\cos(90^\mathrm{o} - \delta_\mathrm{u}). \tag{2.562}$$

Iš (2.558)–(2.561) gauname:

$$\eta = 1 - [(I_{\mathrm{o}\,1}{}^2\cdot R_1 + I_{\mathrm{o}\,2}{}^2\cdot R_2) + U_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{1\,\mathrm{x}}\cdot\cos(90^\mathrm{o} - \delta_\mathrm{u})]/[U_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{\mathrm{o}\,1}\cdot\cos(\varphi_1)]. \tag{2.563}$$

Iš (2.555a–c), kai $\boldsymbol{Z}_{1,\,2} \Rightarrow 0$, yra gaunama vienfazio transformatoriaus Tr vieno iš pamatinių parametrų – *transformacijos koeficiento* n_{21} išraiška:

$$n_{21} = U_{\mathrm{o}\,2}/U_{\mathrm{o}\,1} = n_2/n_1, \tag{2.564}$$

čia, kai $n_{21} > 1$, turime *aukštinančios įtampos* transformatorių, o kai $n_{21} < 1$ – *žeminančios įtampos* transformatorių.

Analogiškai iš (2.555a–c), kai $\boldsymbol{I}_{1\,\mathrm{x}} \Rightarrow 0$, gauname:

$$n_{21} = I_{\mathrm{o}\,1}/I_{\mathrm{o}\,2}, \tag{2.565}$$

čia, kai $n_{21} > 1$, turime *žeminančios srovės* transformatorių, o kai $n_{21} < 1$ – *aukštinančios srovės* transformatorių.

Reikia pasakyti, kad dažnai transformatoriaus Tr transformacijos koeficientas n_{21} yra žymimas simboliu n ir jis išreiškiamas taip:

$$n = n_{12} = n_1/n_2 \equiv 1/n_{21}. \tag{2.565a}$$

Šiuo atveju, kai $n_{12} < 1$, turime aukštinančios įtampos, arba žeminančios srovės transformatorių, o kai $n_{12} > 1$ – žeminančios įtampos arba aukštinančios srovės transformatorių.

Gautos išraiškos (2.564) ir (2.565) taip pat kyla iš akivaizdaus fakto, jog idealiu atveju, kai nėra nuostolių šerdyje M bei apvijų ominėse varžose, vidutinė galia $P_{2\sim}$ transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje – II-n_2 yra lygi vidutinei galiai $P_{1\sim}$ transformatoriaus

Tr pirminėje apvijoje – I-n_1, ir todėl galima parašyti:

$$P_{2\sim} = P_{1\sim},\ \rightarrow\ I_{o\,2}\cdot U_{o\,2} = I_{o\,1}\cdot U_{o\,1},\ \rightarrow\ U_{o\,2} = n_{21}\cdot U_{o\,1},\ \rightarrow\ I_{o\,2} = I_{o\,1}/n_{21}. \quad (2.566)$$

Kitas svarbus transformatoriaus Tr parametras – *įėjimo* U_{in} *varža* $\boldsymbol{Z}_{\text{in Tr}}$, kurios vertė priklauso nuo transformacijos koeficiento $n_{21} = 1/n_{12}$ bei nuo apkrovos varžos R_{a} antrinės apvijos – II-n_2 – išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinėje ir, pasinaudoję anksčiau surištiesiems *RLC*– kontūrams gauta išraiška (2.240), galime parašyti:

$$\boldsymbol{Z}_{\text{in Tr}} = R_1 + n_{12}^{\,2}\cdot(R_2 + R_{\text{a}}) + \text{j}\cdot(X_1 - n_{12}^{\,2}\cdot X_2) \cong$$

$$\cong R_1 + n_{12}^{\,2}\cdot(R_2 + R_{\text{a}}) \cong R_1 + n_{12}^{\,2}\cdot R_{\text{a}} \approx n_{12}^{\,2}\cdot R_{\text{a}} \approx R_{\text{a}}/n_{21}^{\,2}, \quad (2.567)$$

čia apytikslės lygybės yra parašytos transformatoriaus Tr atveju tarus, kad:

$$\omega\cdot L_1 - n_{12}^{\,2}\cdot\omega\cdot L_2 \Rightarrow 0,\ C_{1,\,2} \Rightarrow \infty,\ \text{bei}\ R_1 \cong R_2 << R_{\text{a}}. \quad (2.567\text{a})$$

Išraiška (2.567) rodo, kad parenkant transformatoriaus Tr transformacijos koeficiento $n_{21} = 1/n_{12}$ vertę, galima suderinti bet kokios apkrovos R_{a} varžą su poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_1$ šaltinio vidaus varža $R_{\text{i}} = Z_{\text{in Tr}} = R_{\text{a}}/n_{21}^{\,2}$, ir iš čia turime *transformatorinio suderinimo sąlygą*:

$$n_{21}^{\,2} = R_{\text{a}}/R_{\text{i}},\ \Rightarrow\ n_{21} = (R_{\text{a}}/R_{\text{i}})^{1/2},\ \Rightarrow\ n_{12} = (R_{\text{i}}/R_{\text{a}})^{1/2}, \quad (2.568)$$

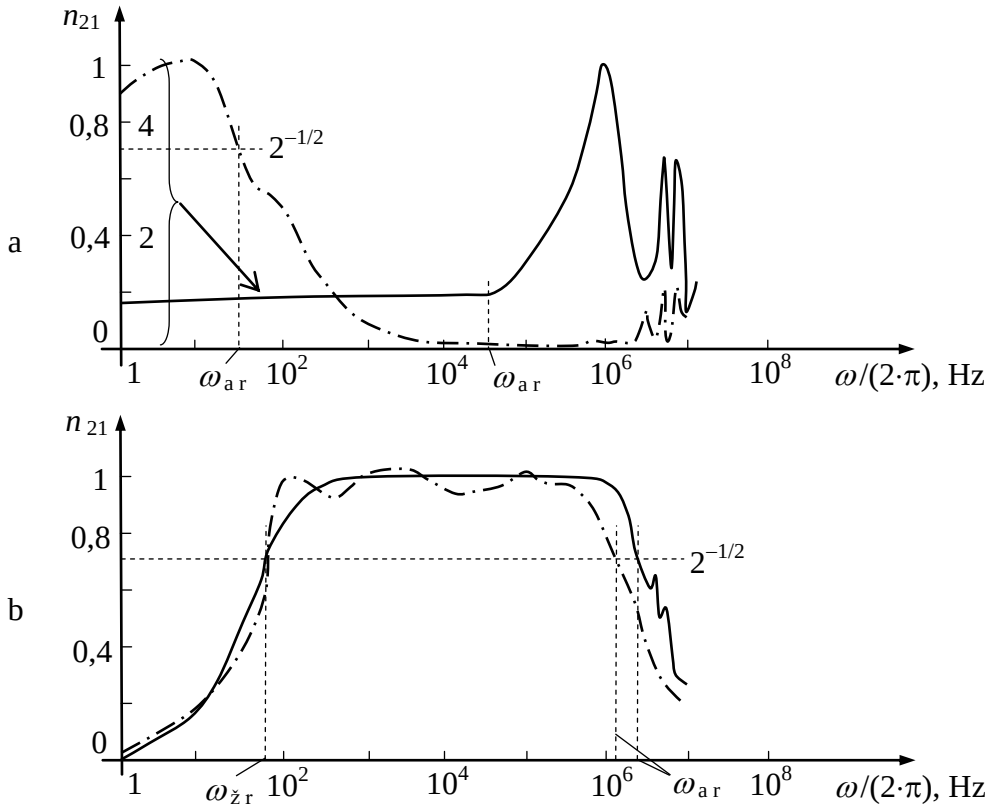
čia, esant šiai sąlygai, transformatoriaus Tr apkrovoje R_{a} yra gaunama didžiausia galia $P_{\text{a max}}$.

Transformatoriaus dažninė charakteristika $U_{\text{iš Tr}}(\omega)$ yra nulemta transformatoriaus Tr išėjime $U_{\text{iš}}$ – antrinėje apvijoje – II-n_2 indukuojamos įtampos $\boldsymbol{U}_2$ priklausomybės nuo dažnio ω – $U_{\text{iš Tr}}(\omega) \equiv |\boldsymbol{U}_2|(\omega)$. Anksčiau išnagrinėtų surištųjų *RLC*– kontūrų atveju buvo gauta rezonansinio pobūdžio dažninė charakteristika $K_{\text{u tr}}(\omega)$ (2.244) (2.65 pav.), kuri transformatoriaus Tr atveju nebeturi rezonansinio pobūdžio, nes į jo pirminės – I-n_1 ir antrinės – II-n_2 atitinkamų apvijų $n_{1,\,2}$ grandines nėra jungiami kondensatoriai $C_{1,\,2}$ (2.64 pav., a), kurių vertė $C_{1,\,2} \Rightarrow \infty$, ir todėl šių kontūrų $\rho = (L/C)^{1/2} \Rightarrow 0$ ir kartu $Q \Rightarrow 0$ (2.81). Iš (2.564) matome, jog $\boldsymbol{U}_2 = n_{21}\cdot\boldsymbol{U}_1$, todėl transformatoriaus Tr dažinė charakteristika $U_{\text{iš Tr}}(\omega)$ yra nulemta transformacijos koeficiento n_{21} priklausomybės nuo dažnio ω – $U_{\text{iš Tr}}(\omega) \sim n_{21}(\omega)$. Taigi, eksperimentiškai išmatuota vienfazio transformatoriaus Tr tipinė dažninė charakteristika $n_{21}(\omega)$ yra parodyta 2.155 pav.

2.155 pav., a, yra pateiktos kreivės $n_{21}(\omega)$, kai transformatorius Tr yra su toroidine permalojaus šerdimi M atveju, o pozicijoje (b) – su toroidine ferito šerdimi M atveju, ir abiem atvejais, kai apvijų $n_{1,\,2}$ vijos yra sumontuotos atskirai – skirtingose šerdies M vietose (2.150 pav., a), priklausomybės $n_{21}(\omega)$ yra parodytos brūkšnine kreive, o kai apvijų $n_{1,\,2}$ vijos susikloja – susuktos toje pačioje šerdies M vietoje, priklausomybės $n_{21}(\omega)$ yra parodytos ištisine kreive, kurios n_{21} vertės 2.155 pav., a, yra pateiktos dešinėje ašies $\{n_{21}\}$ pusėje.

Iš 2.155 pav. matome: transformatoriaus Tr su susiklojančiomis apvijų – I-n_1 ir I-n_2 vijomis dažninės charakteristikos $n_{21}(\omega)$ parametrai pagerėja – padidėja aukštųjų dažnių ribinė vertė $\omega_{\text{a r}}$ ir kartu padidėja praleidžiamų dažnių diapazonas $\Delta\omega = \omega_{\text{a r}} - \omega_{\text{ž r}}$ (ypatingai transformatoriaus Tr su toroidine ar kitokio pavidalo permalojaus šerdimi M), bei sumažėja vertės $n_{21}(\omega)$ svyravimai šiame diapazone – turime tolygesnę dažninę charakteristiką.

Transformatoriaus Tr su feritine šerdimi M žemadažnė ribinė vertė $\omega_{\text{ž r}} \geq 100$ Hz, o transformatoriaus Tr su permalojaus šerdimi M žemadažnė ribinė vertė $\omega_{\text{ž r}} \geq 10$ Hz. Čia reikia pasakyti, kad apskritai feritiniai transformatoriai Tr yra naudojami aukštų ir labai aukštų dažnių ω diapazone – $\omega \geq 10$ MHz, nes juose dėl ferito dielektrinių savybių yra realizuojami santykinai maži magnetiniai nuostoliai feritinėje šerdyje M, kurie yra nulemti labai mažų Fuko srovių feritiniame magnetolaidyje M. Tuo tarpu permalojaus transformatoriai Tr yra taikomi išimtinai žemų dažnių ω diapazone – $\omega \leq 100$ kHz, nes jų aukštųjų dažnių ribinė vertė $\omega_{\text{a r}} \leq$ 20–100 kHz yra nulemta santykinai didelių magnetinių nuostolių permalojaus magnetolaidyje M dėl santykinai didelių Fuko srovių jame. Kai



2.155 pav. Eksperimentiškai išmatuota vienfazio transformatoriaus Tr tipinė dažninė charakteristika $n_{21}(\omega)$: a – transformatoriaus Tr su toroidine permalojaus šerdimi M atveju, b – su toroidine ferito šerdimi M atveju

poveikio signalo $\boldsymbol{U}_1$ dažnis $\omega \geq \omega_{a\,r}$, tai atitinka santykinai aukštų dažnių diapazoną, vyksta vertės $n_{21}(\omega)$ rezonansinio pobūdžio svyravimai, kurie yra susiję su susiklojančių apvijų – I-n_1 ir I-n_2 tarpusavio parazitinės talpos $C_{1\text{-}2}$ padidėjimu.

Pabaigai reikia pasakyti, kad transformatoriaus magnetolaidžio M minimalus tūris $V_{M\,min}$, o kartu ir transformatoriaus mažiausi gabaritai, esant užduotai maksimaliai veikos galiai $P_{Tr\,max}$ = const, priklauso nuo dažnio f taip:

$$V_{M\,min} \cong 1{,}5\cdot(A_M/k_M)^{1/2}\cdot(P_{Tr\,max}/\Delta T)\cdot f^{-1/4}, \qquad (2.568a)$$

čia: ΔT – transformatoriaus perkaitimo temperatūra; k_M – transformatoriaus magnetolaidžio lango užpildymo vielos apvijomis koeficientas ($0 \leq k_M \leq 1$); A_M – magnetolaidžio medžiagos šiluminių nuostolių įvertinimo koeficientas ($30 \leq A_M \leq 3000$).

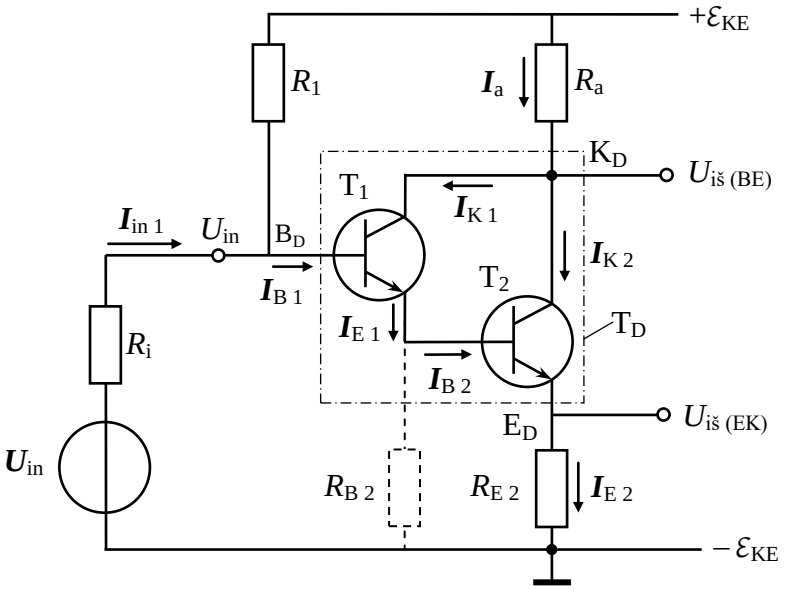
Iš (2.568) matome, kad $V_{M\,min} \sim f^{-1/4}$ ir tai yra pamatinis būdas mažinti transformatoriaus gabaritus didinant veikos dažnį f. Tačiau akivaizdu, kad dažnis f negali būti neribotai didelis ir didžiausia vertė $f_{tr\,max}$ yra apskaičiuojama taip:

$$f_{tr\,max} \cong 4\cdot10^7\cdot(\Delta T/P_{Tr\,max})^{1/2}/A_M, \qquad (2.568b)$$

čia $k_M = 0{,}25$.

2.1.7. Darlingtono schema (elementarioji stiprinimo pakopa)

Su dvipoliais tranzistoriais gali būti sudaryta *Darlingtono schema* (elementarioji stiprinimo pakopa), kurios principinė BE arba EK elektrinė grandinė su vienodais, pavyzdžiui, n–p–n tranzistoriais $T_{(1,\,2)}$, yra parodyta 2.156 pav. Ši schema su nuotekio rezistoriumi $R_{B\,2}$ gali būti sudaryta su lauko tranzistoriais, o taip pat ir su vakuuminėmis



2.156 pav. Darlingtono stiprintuvas: BE pakopos atveju išėjimas – $U_{\text{iš (BE)}}$ arba EK pakopos atveju – įėjimo U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ kartotuvas – išėjimas $U_{\text{iš (EK)}}$, kai schemoje panaudoti vienodi n–p–n dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{(1,\,2)}$

radijo lempomis.

2.156 pav. parodytoje grandinėje dvipolių tranzistorių $\text{T}_{(1,\,2)}$ kolektoriai $\text{K}_{(1,\,2)}$ yra sujungti tarpusavyje, o pirmojo tranzistoriaus T_1 emiteris E_1 yra sujungtas su antrojo tranzistoriaus T_2 baze B_2. Toks tranzistorių $\text{T}_{(1,\,2)}$ jungimas atitinka dvejų pakopų kaskodinio stiprintuvo sudarymo būdą – nuosekliojo ir lygiagrečiojo jungimo kaskodinę grandinę (2.134 pav., d). Iš čia darome išvadą: Darlingtono schemos pagrindiniai elektriniai parametrai gali būti aprašyti anksčiau pateiktomis išraiškomis (2.509). Čia reikia pasakyti, kad išraiškos (2.509) yra gautos padarius prielaidą, jog kaskodinio stiprintuvo pakopų įėjimuose $U_{\text{in}\,j}$ teka vienoda įėjimo srovė $\boldsymbol{I}_{\text{in}\,j}$. Darlingtono schemos stiprinimo pakopų – tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamų bazių $\text{B}_{1,\,2}$ atitinkamos srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B}\,1}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{B}\,2}$ yra skirtingos, todėl, taikant kaskodinio stiprintuvo išraiškas (2.509) Darlingtono schemai, yra gaunamos gana apytikslės vertės. Iš 2.156 pav. matome: antrojo tranzistoriaus T_2 bazės B_2 srovė $\boldsymbol{I}_{\text{B}\,2} = \boldsymbol{I}_{\text{E}\,1}$ – pirmojo tranzistoriaus T_1 emiterio E_1 srovė, ir todėl $|\boldsymbol{I}_{\text{B}\,1}| < |\boldsymbol{I}_{\text{B}\,2}|$. Siekiant gauti Darlingtono schemos pagrindinių elektrinių parametrų tikslesnias vertes, galima taikyti metodą, kurio esmė yra tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ pakeitimas į ekvivalentinį „*Darlingtono tranzistorių*“ T_D, kuris 2.156 pav. yra parodytas brūkšnine-taškine stačiakampio figūra. Akivaizdu, jog Darlingtono tranzistoriui T_D taip pat galioja srovių balanso lygtis (pirmoji d.– (1.108)):

$$\boldsymbol{I}_{\text{E}\,\text{D}} = \boldsymbol{I}_{\text{K}\,\text{D}} + \boldsymbol{I}_{\text{B}\,\text{D}}, \tag{2.569}$$

čia Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės yra išreiškiamos akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$\boldsymbol{I}_{\text{E}\,\text{D}} = \boldsymbol{I}_{\text{E}\,2}, \qquad \boldsymbol{I}_{\text{K}\,\text{D}} = \boldsymbol{I}_{\text{K}\,1} + \boldsymbol{I}_{\text{K}\,2}, \qquad \boldsymbol{I}_{\text{B}\,\text{D}} = \boldsymbol{I}_{\text{B}\,1.} \tag{2.570}$$

Tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamoms srovėms taip pat galioja anksčiau gautos tapatybės (pirmoji d.– (1.107)–(1.111)):

$$\boldsymbol{I}_{\text{E}\,1} = \boldsymbol{I}_{\text{K}\,1} + \boldsymbol{I}_{\text{B}\,1}, \quad \boldsymbol{I}_{\text{E}\,2} = \boldsymbol{I}_{\text{K}\,2} + \boldsymbol{I}_{\text{B}\,2}, \quad \boldsymbol{I}_{\text{K}\,1} = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,1}, \quad \boldsymbol{I}_{\text{K}\,2} = \boldsymbol{\beta}_2 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,2}. \tag{2.571}$$

Iš (2.569)–(2.571) ir akivaizdžios tapatybės: $\boldsymbol{I}_{\text{B}\,2} = \boldsymbol{I}_{\text{E}\,1}$ gauname Darlingtono tranzistoriaus T_D kolektoriaus srovės $\boldsymbol{I}_{\text{K}\,\text{D}}$ išraišką, kurioje yra jo išvadų E_D – emiterio ir B_D – bazės atitinkamos srovės $\boldsymbol{I}_{\text{E}\,\text{D}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{B}\,\text{D}}$ bei tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkami diferencialiniai srovės stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{\beta}_1$ ir $\boldsymbol{\beta}_2$:

$$\boldsymbol{I}_{\text{K}\,\text{D}} = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,1} + \boldsymbol{\beta}_2 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,2} = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,\text{D}} + \boldsymbol{\beta}_2 \cdot (\boldsymbol{I}_{\text{E}\,2} - \boldsymbol{I}_{\text{K}\,2}) = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\text{B}\,\text{D}} + \boldsymbol{\beta}_2 \cdot [\boldsymbol{I}_{\text{E}\,\text{D}} - (\boldsymbol{I}_{\text{K}\,\text{D}} - \boldsymbol{I}_{\text{K}\,1})] =$$

$$= \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\mathrm{B\,D}} + \boldsymbol{\beta}_2 \cdot (\boldsymbol{I}_{\mathrm{K\,D}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{B\,D}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{K\,D}} + \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{\mathrm{B\,D}}) = (\boldsymbol{\beta}_1 + \boldsymbol{\beta}_2 + \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{\beta}_2) \cdot \boldsymbol{I}_{\mathrm{B\,D}}. \quad (2.572)$$

Iš (2.572) matome: BE jungimo atveju Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{\beta}_D$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{\beta}_D = \partial \boldsymbol{I}_{\mathrm{K\,D}} / \partial \boldsymbol{I}_{\mathrm{B\,D}} = \boldsymbol{\beta}_1 + \boldsymbol{\beta}_2 + \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{\beta}_2 \approx \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{\beta}_2, \quad (2.573)$$

o BB jungimo atveju, analogiškai žinomai išraiškai (pirmoji d.– (1.111)), Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinis srovės perdavimo koeficientas $\boldsymbol{\alpha}_D$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{\alpha}_D = \partial \boldsymbol{I}_{\mathrm{K\,D}} / \partial \boldsymbol{I}_{\mathrm{E\,D}} = \boldsymbol{\beta}_D / (\boldsymbol{\beta}_D + 1) \approx \boldsymbol{\alpha}_1 \cdot \boldsymbol{\alpha}_2 / [2 \cdot \boldsymbol{\alpha}_1 \cdot \boldsymbol{\alpha}_2 + 1 - (\boldsymbol{\alpha}_1 + \boldsymbol{\alpha}_2)], \quad (2.574)$$

čia: $\boldsymbol{\alpha}_1 = \boldsymbol{\beta}_1 / (\boldsymbol{\beta}_1 + 1)$ ir $\boldsymbol{\alpha}_2 = \boldsymbol{\beta}_2 / (\boldsymbol{\beta}_2 + 1)$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkami diferencialiniai srovės perdavimo koeficientai BB schemoje.

Iš (2.573) ir (2.574) matome: BE schemoje Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{\beta}_D$ yra visada didesnis už didžiausią tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamą koeficientą $\boldsymbol{\beta}_{1,\,2}$, o BB jungimo atveju Darlingtono tranzistoriaus T_D srovės perdavimo koeficientas $\boldsymbol{\alpha}_D$ yra visada mažesnis už mažiausią tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamą koeficientą $\boldsymbol{\alpha}_{1,\,2}$. Todėl Darlingtono schema įprastai yra sudaroma tik BE ir EK jungimo grandinėms (2.156 pav.).

Analogiškai išraiškoms (pirmoji d.– (1.148), (1.155)) randame Darlingtono tranzistoriaus T_D varžinius parametrus BE jungimo schemoje, kai $R_{E\,2} = 0$:

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{D\text{-}BE\,e}} &= U_{\mathrm{BD\,ED=}} / I_{\mathrm{BD=}} = (U_{\mathrm{BE\,1=}} + U_{\mathrm{BE\,2=}}) / I_{\mathrm{BD=}} = \\ &= U_{\mathrm{BE\,1=}} / I_{\mathrm{B1=}} + (I_{\mathrm{B\,2=}} \cdot R_{\mathrm{BE\,e\,2}}) / I_{\mathrm{B1=}} = R_{\mathrm{BE\,e\,1}} + R_{\mathrm{BE\,e\,2}} \cdot (I_{\mathrm{E1=}} / I_{\mathrm{B1=}}) = \\ &= R_{\mathrm{D\text{-}BE\,e}} = R_{\mathrm{BE\,e\,1}} + R_{\mathrm{BE\,e\,2}} \cdot (\beta_{o1} + 1) \cong R_{\mathrm{BE\,e\,1}} + \beta_{o1} \cdot R_{\mathrm{BE\,e\,2}}, \end{aligned} \quad (2.575)$$

įėjimo varža $R_{\mathrm{D\text{-}BE\,e}}$ pastoviajai srovei;

$$r_{\mathrm{D\text{-}BE\,e}} = \partial U_{\mathrm{BD\,ED\sim}} / \partial I_{\mathrm{BD\sim}} = r_{\mathrm{BE\,e\,1}} + r_{\mathrm{BE\,e\,2}} (\beta_1 + 1) \cong r_{\mathrm{BE\,e\,1}} + \beta_1 \cdot r_{\mathrm{BE\,e\,2}}, \quad (2.576)$$

įėjimo diferencialinė varža $r_{\mathrm{D\text{-}BE\,e}}$ kintamajai srovei;

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{D\text{-}KE\,e}} &= U_{\mathrm{KD\,ED=}} / I_{\mathrm{KD=}} = U_{\mathrm{KD\,ED=}} / (I_{\mathrm{K1=}} + I_{\mathrm{K\,2=}}) = \\ &= [I_{\mathrm{K1=}} / (U_{\mathrm{KE\,1=}} + U_{\mathrm{BE\,2=}}) + 1/R_{\mathrm{KE\,e\,2}})]^{-1} = \\ &= \{[R_{\mathrm{KE\,e\,1}} + U_{\mathrm{BE\,2=}} / (\alpha_{o1} \cdot I_{\mathrm{E1=}})]^{-1} + 1/R_{\mathrm{KE\,e\,2}}\}^{-1} = \\ &= \{[R_{\mathrm{KE\,e\,1}} + \alpha_{o1} \cdot R_{\mathrm{BE\,2}})]^{-1} + 1/R_{\mathrm{KE\,e\,2}}\}^{-1} \approx R_{\mathrm{KE\,e\,1}} \cdot R_{\mathrm{KE\,e\,2}} / (R_{\mathrm{KE\,e\,1}} + R_{\mathrm{KE\,e\,2}}), \end{aligned} \quad (2.577)$$

išėjimo varža $R_{\mathrm{D\text{-}KE\,e}}$ pastoviajai srovei;

$$\begin{aligned} r_{\mathrm{D\text{-}KE\,e}} &= \partial U_{\mathrm{KD\,ED\sim}} / \partial I_{\mathrm{KD\sim}} = \partial U_{\mathrm{KD\,ED\sim}} / (\partial I_{\mathrm{K1\sim}} + \partial I_{\mathrm{K\,2\sim}}) = \\ &= \{[r_{\mathrm{KE\,e\,1}} + \alpha_{o1} \cdot r_{\mathrm{BE\,2}})]^{-1} + 1/r_{\mathrm{KE\,e\,2}}\}^{-1} \approx r_{\mathrm{KE\,e\,1}} \cdot r_{\mathrm{KE\,e\,2}} / (r_{\mathrm{KE\,e\,1}} + r_{\mathrm{KE\,e\,2}}), \end{aligned} \quad (2.578)$$

išėjimo diferencialinė varža $r_{\mathrm{D\text{-}KE\,e}}$ kintamajai srovei.

Gautose išraiškose (2.575)–(2.578) atitinkamų varžų $R_{\mathrm{BE\,e\,1,\,2}}$, $r_{\mathrm{BE\,e\,1,\,2}}$, $R_{\mathrm{KE\,e\,1,\,2}}$ ir $r_{\mathrm{KE\,e\,1,\,2}}$ išraiškos atitinka anksčiau gautas (pirmoji d.– (1.148), (1.152), (1.155)). Čia pasakysime, jog anksčiau gautoje diferencialinės varžos $r_{\mathrm{BE\,e}}$ išraiškoje (pirmoji d.– (1.148)) kintamasis parametras yra kolektoriaus K srovė I_K, todėl surasime tranzistorių $T_{1,\,2}$ (2.156 pav.) atitinkamų srovių $I_{\mathrm{K\,1,\,2}}$ (2.571) santykį:

$$I_{\mathrm{K\,2}} / I_{\mathrm{K1}} = (\beta_{o\,2} \cdot I_{\mathrm{B\,2}}) / (\beta_{o\,1} \cdot I_{\mathrm{B\,1}}) = (\beta_{o\,2} \cdot I_{\mathrm{E\,1}}) / (\beta_{o\,1} \cdot I_{\mathrm{B\,1}}) = [\beta_{o\,2} \cdot (\beta_{o\,1} + 1)] / \beta_{o\,1} \cong \beta_{o\,2}, \quad (2.579)$$

čia išvesdami pasinaudojome gerai žinoma išraiška $I_E = (\beta_o + 1) \cdot I_B$.

Iš (2.579) matome: Darlingtono schemoje antrojo tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 srovė $I_{\mathrm{K\,2}}$ visada $\beta_{o\,2}$ kartus didesnė už pirmojo tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 srovę $I_{\mathrm{K\,1}}$. Todėl iš čia ir (pirmoji d.– (1.148)) rasime varžų $r_{\mathrm{BE\,e\,1,\,2}}$ santykį:

$$r_{\mathrm{BE\,e\,2}} / r_{\mathrm{BE\,e\,1}} = [(\beta_{o\,2} \cdot \varphi_T) / I_{\mathrm{K\,2}})] / [(\beta_{o\,1} \cdot \varphi_T) / I_{\mathrm{K\,1}})] = 1 / (\beta_{o\,1} + 1) \cong 1 / \beta_{o\,1}, \quad (2.580)$$

ir iš čia, bei (2.576) ir (2.579), gauname:

$$r_{\text{D-BE e}} = r_{\text{BE e 1}} + [r_{\text{BE e 1}}\cdot(\beta_{\text{o 1}} + 1)]/(\beta_{\text{o 1}} + 1) = 2\cdot r_{\text{BE e 1}} \equiv$$

$$\equiv (2\cdot\beta_{\text{o 1}}\cdot\varphi_{\text{T}})/I_{\text{K 1}} = (2\cdot\beta_{\text{o 1}}\cdot\beta_{\text{o 2}}\cdot\varphi_{\text{T}})/I_{\text{K 2}} \cong (2\cdot\beta_{\text{D o}}\cdot\varphi_{\text{T}})/I_{\text{K D}}. \quad (2.581)$$

Iš (2.581) matome: Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinė įėjimo varža $r_{\text{D-BE e}}$ yra $(2\cdot\beta_\text{o})$ kartų didesnė už atskiro tranzistoriaus $\text{T}_{1,\,2}$ diferencialinę įėjimo varžą $r_{\text{BE e}}$ BE jungimo atveju. Tai yra vienas iš pagrindinių Darlingtono schemos pranašumų. Kita vertus, iš (pirmoji d.– (1.152)) darome išvadą: dvipolio tranzistoriaus diferencialinė išėjimo varža $r_{\text{KE e}}$ BE jungimo atveju yra atvirkščiai proporcinga kolektoriaus K pastoviajai srovei I_K. Šią priklausomybę pakankamai tiksliai galima išreikšti taip:

$$r_{\text{KE e}} \cong |U_\text{E}|/I_\text{K}, \quad (2.582)$$

čia U_E – Erlio įtampa (pirmoji d.– (1.153)), o išraiška (2.572) yra gaunama iš (pirmoji d.– 1.61 pav., b) ir iš akivaizdžios tapatybės $\partial I_\text{K}/\partial U_\text{KE} = I_\text{K}/(|U_\text{E}| + U_\text{KE}) = 1/r_{\text{KE e}}$. Iš čia apytikslė $r_{\text{KE e}}$ vertė yra gaunama tenkinant dažniausiai galiojančią sąlygą: $|U_\text{E}| >> U_\text{KE}$.

Iš (2.579) ir (2.582) randame tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamų varžų $r_{\text{KE e 1, 2}}$ santykį:

$$r_{\text{KE e 1}}/r_{\text{KE e 2}} = (|U_{\text{E 1}}|/I_{\text{K 1}})/(|U_{\text{E 2}}|/I_{\text{K 2}}) = [|U_{\text{E 1}}|\cdot\beta_{\text{o 2}}\cdot(\beta_{\text{o 1}} + 1)]/(|U_{\text{E 2}}|\cdot\beta_{\text{o 1}}) \cong$$

$$\cong (|U_{\text{E 1}}|\cdot\beta_{\text{o 2}})/|U_{\text{E 2}}| \equiv k_{\text{U E}}\cdot\beta_{\text{o 2}}, \quad (2.583)$$

ir iš čia, bei (2.578), gauname:

$$r_{\text{D-KE e}} \approx (k_{\text{U E}}\cdot\beta_{\text{o 2}}\cdot r_{\text{KE e 2}}\cdot r_{\text{KE e 2}})/(k_{\text{U E}}\cdot\beta_{\text{o 2}}\cdot r_{\text{KE e 2}} + r_{\text{KE e 2}}) =$$

$$= r_{\text{D-KE e}} \approx (k_{\text{U E}}\cdot\beta_{\text{o 2}}\cdot r_{\text{KE e 2}})/(k_{\text{U E}}\cdot\beta_{\text{o 2}} + 1) \approx r_{\text{KE e 2}}. \quad (2.584)$$

Iš (2.584) matome: Darlingtono tranzistoriaus T_D diferencialinė išėjimo varža $r_{\text{D-KE e}}$ yra faktiškai tokia pati, kaip antrojo tranzistoriaus T_2 diferencialinė išėjimo varžą $r_{\text{KE e 2}}$ BE jungimo schemoje, nes dažniausiai $\beta_{\text{o 2}} >> 1$, o tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ Erlio įtampų $U_{\text{E 1, 2}}$ santykis $k_{\text{U E}} \approx 1$.

Darlingtono tranzistoriaus T_D dažninę $\beta_\text{D}(\omega)$ bei fazinę $\varphi_{\beta\,\text{D}}(\omega)$ charakteristikas BE jungimo schemoje surandame iš (2.573) bei tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ atitinkamų koeficientų $\boldsymbol{\beta}_{1,\,2}$ kompleksinių išraiškų (pirmoji d.– (1.243), (1.245)):

$$\boldsymbol{\beta}_\text{D} \cong \boldsymbol{\beta}_1\cdot\boldsymbol{\beta}_2 \cong [\beta_1(\omega)\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi_{\beta\,1}(\omega)}]\cdot[\beta_2(\omega)\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi_{\beta\,2}(\omega)}] = \beta_1(\omega)\cdot\beta_2(\omega)\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot[\varphi_{\beta\,1}(\omega) + \varphi_{\beta\,2}(\omega)]} \equiv$$

$$\equiv \boldsymbol{\beta}_\text{D} = \beta_\text{D}(\omega)\cdot\text{e}^{\text{j}\cdot\varphi_{\beta\,\text{D}}(\omega)}, \quad ,(2.585)$$

čia Darlingtono tranzistoriaus T_D dažninė charakteristika $\beta_\text{D}(\omega) = \beta_1(\omega)\cdot\beta_2(\omega)$ yra aproksimuojama analogiškai išraiškai (pirmoji d.– (1.245)) taip:

$$\beta_\text{D}(\omega) = \beta_{\text{D o}}/[1 + (\omega/\omega_{\beta\,\text{D}})^2]^{1/2}, \quad (2.586)$$

čia: $\beta_{\text{D o}} = \beta_{\text{o 1}}\cdot\beta_{\text{o 2}}$; $\omega_{\beta\,\text{D}}$ – Darlingtono tranzistoriaus T_D bazės B_D srovės $\boldsymbol{I}_{\text{B D}}$ stiprinimo ribinis dažnis, kurį surandame iš apibrėžties:

$$\beta_\text{D}(\omega_{\beta\,\text{D}}) = \beta_{\text{D o}}/2^{1/2} \Rightarrow \beta_1(\omega_{\beta\,\text{D}})\cdot\beta_2(\omega_{\beta\,\text{D}}) = (\beta_{\text{o 1}}\cdot\beta_{\text{o 2}})/2^{1/2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \{\beta_{\text{o 1}}/[1 + (\omega_{\beta\,\text{D}}/\omega_{\beta\,1})^2]^{1/2}\}\cdot\{\beta_{\text{o 2}}/[1 + (\omega_{\beta\,\text{D}}/\omega_{\beta\,2})^2]^{1/2}\} = (\beta_{\text{o 1}}\cdot\beta_{\text{o 2}})/2^{1/2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow [1 + (\omega_{\beta\,\text{D}}/\omega_{\beta\,1})^2]\cdot[1 + (\omega_{\beta\,\text{D}}/\omega_{\beta\,2})^2] = 2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow (\omega_{\beta\,1}\cdot\omega_{\beta\,2})^{-2}\cdot\omega_{\beta\,\text{D}}{}^4 + (\omega_{\beta\,1}{}^{-2} + \omega_{\beta\,2}{}^{-2})\cdot\omega_{\beta\,\text{D}}{}^2 - 1 = 0,$$

o iš šios bikvadratinės lygties galutinai randame:

$$\omega_{\beta\,\text{D}} = \{\{[(\omega_{\beta\,1}{}^2 + \omega_{\beta\,2}{}^2)^2 + (2\cdot\omega_{\beta\,1}\cdot\omega_{\beta\,2})^2]^{1/2} - (\omega_{\beta\,1}{}^2 + \omega_{\beta\,2}{}^2)\}/2\}^{1/2}. \quad (2.587)$$

Iš gautos išraiškos (2.587) matome, kad $\omega_{\beta\,\text{D}} < \omega_{\beta\,1,\,2}$ – mažesnė už mažiausią $\omega_{\beta\,1}$

arba $\omega_{\beta\,2}$ vertę, nes esant sąlygai $\omega_{\beta\,1} \Rightarrow 0$ arba $\omega_{\beta\,2} \Rightarrow 0$, taip pat ir $\omega_{\beta\,\text{D}} \Rightarrow 0$. Kai Darlingtono tranzistorius T_D yra sudarytas iš vienodų tranzistorių $T_{1,2}$, kurių ribiniai dažniai $\omega_{\beta\,1} = \omega_{\beta\,2} = \omega_\beta$, iš čia ir (2.587), gauname:

$$\omega_{\beta\,\text{D}} = \omega_\beta \cdot (2^{1/2} - 1)^{1/2} \cong 0{,}644 \cdot \omega_\beta, \tag{2.588}$$

ir ši vertė atitinka dviejų vienodų stiprinimo pakopų kaskadinio stiprintuvo aukštąjį ribinį dažnį (2.486).

Čia pasakysime, jog, analogiškai koeficiento α_o priklausomybei $\alpha_\text{o}(I_\text{K})$ (pirmoji d.– 1.73 pav.), dvipolio tranzistoriaus β_o, kartu ir jo dažninė charakteristika $\beta(\omega)$ taip pat gana stipriai priklauso nuo kolektoriaus K pastoviosios srovės I_K vertės. Ši priklausomybė yra ypač stipri mažų kolektoriaus K srovių I_K diapazone, kai $I_\text{K} \le 1$ mA. Todėl pirmasis Darlingtono schemos tranzistorius T_1 turi veikti su maksimaliu ribiniu dažniu $\omega_{\beta\,1\,\text{max}}$, kai jo kolektoriaus K_1 srovė $I_{\text{K}\,1}$ yra $\beta_{\text{o}\,2}$ kartų mažesnė už antrojo tranzistoriaus T_2 srovę $I_{\text{K}\,2}$ (2.579). Taigi, turime akivaizdžią problemą ir vienas šios problemos sprendimo būdų, leidžiančių gauti pakankamai dideles $\omega_{\beta\,1\,\text{max}}$ vertes, kai tranzistoriaus T_1 srovė $I_{\text{K}\,1} \le 1$ mA yra santykinai maža, yra būtinybė atitinkamomis priemonėmis garantuoti pakankamo dydžio srovių tankį pirmojo tranzistoriaus T_1 puslaidininkiniame darinyje. Akivaizdu, jog tai pasiekiama mažinant šio tranzistoriaus geometrinius matmenis puslaidininkinio kristalo planarinėje paviršiaus plokštumoje (pirmoji d.– (1.113)).

Kita vertus, žinome, kad BE schemoje dvipolio tranzistoriaus srovės stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{i}\,\text{e}}(\omega)$ ribinis dažnis $\omega_{\text{K}\,\text{i}\,\text{e}}$ priklauso nuo jo valdymo būdo – srovės $\boldsymbol{I}_\text{in}$ arba įtampos $\boldsymbol{U}_\text{in}$ įėjimo signalo šaltiniu (pirmoji d.– (1.244)). Kai įėjime U_in signalo šaltinis yra srovės $\boldsymbol{I}_\text{in}$ šaltinis ($R_\text{i} = \infty$), turime $\omega_{\text{K}\,\text{i}\,\text{e}} = \omega_\beta$, o kai įėjime U_in signalo šaltinis yra įtampos $\boldsymbol{U}_\text{in}$ šaltinis ($R_\text{i} \Rightarrow 0$), turime kitą vertę $\omega_{\text{K}\,\text{i}\,\text{e}} = \omega_\alpha$. Čia pasakysime, kad valdymo srove $\boldsymbol{I}_\text{in}$ atveju yra tiesioginė ribinių dažnių ω_α ir ω_β sąsaja, kurią surasime iš dvipolio tranzistoriaus koeficientų $\boldsymbol{\alpha}$ ir $\boldsymbol{\beta}$ kompleksinių išraiškų (pirmoji d.– (1.233) ir (1.243)) bei jų sąryšio (pirmoji d.– (1.242)):

$$\begin{aligned}
&\boldsymbol{\beta} = \boldsymbol{\alpha}/(1 - \boldsymbol{\alpha}) \;\Rightarrow\; \beta_\text{o}/[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\beta)] = \{\alpha_\text{o}/[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\alpha)]\}/(1 - \boldsymbol{\alpha}) \Rightarrow \\
&\qquad \Rightarrow [\alpha_\text{o}/(1 - \alpha_\text{o})]\cdot[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\beta)] = \{\alpha_\text{o}/[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\alpha)]\}/(1 - \boldsymbol{\alpha}) \Rightarrow \\
&\Rightarrow (1 - \alpha_\text{o})\cdot[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\beta)] = \{1 - \alpha_\text{o}/[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\alpha)]\}\cdot\{[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\alpha)]\} \Rightarrow \\
&\Rightarrow (1 - \alpha_\text{o})\cdot[1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\beta)] = 1 + \text{j}\cdot(\omega/\omega_\alpha) - \alpha_\text{o} \Rightarrow 1/\omega_\beta - \alpha_\text{o}/\omega_\beta = 1/\omega_\alpha,
\end{aligned}$$

ir iš čia randame:

$$\omega_\beta = (1 - \alpha_\text{o})\cdot\omega_\alpha \;\text{ arba }\; \omega_\alpha = \omega_\beta/(1 - \alpha_\text{o}). \tag{2.589}$$

Iš gautų išraiškų (2.589) matome, kad kai $\alpha_\text{o} \Rightarrow 1$, dvipolis tranzistorius BE jungimo schemoje praranda kintamojo signalo stiprinimo savybę, kai jis yra valdomas srove $\boldsymbol{I}_\text{in}$, nes $\omega_\beta \Rightarrow 0$, kai ω_α = const. Ši paradoksali situacija yra paaiškinama anksčiau gautomis išraiškomis (pirmoji d.– (1.209), (1.214)) ir žinoma tapatybe (pirmoji d.– (1.461)), nes sąlyga $\alpha_\text{o} \Rightarrow 1$ gali būti realizuota tik tuo atveju, jei tranzistoriaus bazėje šalutinių krūvininkų p_n arba n_p difuzijos nuotolis $L_{\text{p, n}\,\text{B}} \Rightarrow \infty$, kai W_B = const, o tai įmanoma tik tada, kai tranzistoriaus bazėje šalutinių krūvininkų p_n arba n_p gyvavimo trukmė $\tau_{\text{p, n}\,\text{B}} = \tau_{\text{ef}\,\text{B}} \Rightarrow \infty$ (pirmoji d.– (1.244)), o to realiai būti negali.

Darlingtono schemos antrasis tranzistorius T_2 taip pat turi veikti su maksimaliu ribiniu dažniu $\omega_{\beta\,2\,\text{max}}$, kurio vertė labai priklauso nuo varžos $R_{\text{B}\,2}$ jo bazės B_2 grandinėje, t. y. pirmojo tranzistoriaus T_1 varžos $R_{\text{EB}\,\text{e}\,1}$. Darlingtono schemoje tranzistorius T_1 veikia santykinai mažų srovių diapazone: $I_{\text{B}\,1} << I_{\text{B}\,2}$, $I_{\text{E}\,1} << I_{\text{E}\,2}$, todėl jo varža $R_{\text{EB}\,\text{e}\,1}$ yra santykinai didelė – $R_{\text{EB}\,\text{e}\,1} > 1$ kΩ, ir dėl to mažėja $\omega_{\beta\,2\,\text{max}}$ vertė. Siekiant gauti kuo didesnes $\omega_{\beta\,2\,\text{max}}$ vertes, o kartu ir didžiausią $\omega_{\beta\,\text{D}}$ (2.587), Darlingtono stiprintuvo schema yra papildoma šuntuojančiu rezistoriumi $R_{\text{B}\,2}$, kuris 2.156 pav. yra parodytas brūkšninėmis linijomis. Čia pasakysime, kad šio rezistoriaus įtaka ypač stipri, kai Darlingtono schema yra

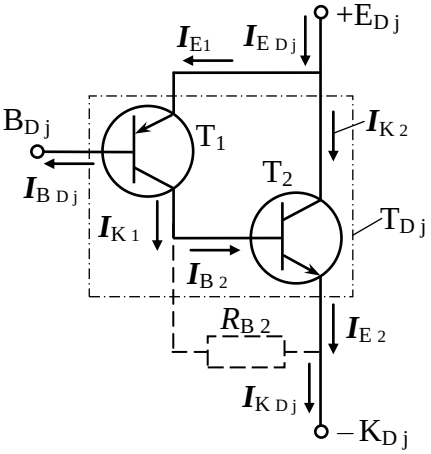
taikoma impulsinėse grandinėse, nes „užsidarius“ tranzistoriui T_1, tranzistoriaus T_2 „užsidarymo“ – išjungimo sparta iš esmės priklauso nuo $R_{B\,2}$ vertės, o būtent – šiai varžai mažėjant, pereinamųjų impulsinių procesų sparta didėja ir tranzistoriaus T_2 „uždarymo“ – išjungimo laikas t_f (2.23 pav.) mažėja.

Darlingtono tranzistoriaus T_D fazinė charakteristika $\varphi_{\beta\,D}(\omega)$ BE jungimo schemoje yra gaunama iš (2.585):

$$\varphi_{\beta\,D}(\omega) = \varphi_{\beta\,1}(\omega) + \varphi_{\beta\,2}(\omega), \tag{2.590}$$

čia $\varphi_{\beta\,1}(\omega)$ ir $\varphi_{\beta\,2}(\omega)$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų koeficientų $\boldsymbol{\beta}_{1,\,2}$ fazinės charakteristikos (pirmoji d.– (1.243), (1.245) – čia parametras A yra pateiktas po išraišką (1.238)).

Darlingtono tranzistorius T_D gali būti sudarytas ir iš skirtingo laidumo dvipolių tranzistorių, pavyzdžiui, tranzistorius T_1 yra p–n–p laidumo, o tranzistorius T_2 – n–p–n laidumo, arba atvirkščiai, ir toks junginys yra vadinamas *komplementariuoju* (*jungtiniu*) *dariniu* – $T_{D\,j}$, arba *Sziklai tranzistoriumi*, kurio principinė elektrinė schema yra parodyta 2.157 pav.



2.157 pav. Jungtinis (komplementarusis) Darlingtono tranzistorius $T_{D\,j}$, čia ± ženklai nurodo maitinimo šaltinio $\mathcal{E}_{E_D,\,K_D}$ jungimo poliškumą normalios veikos atveju

Iš 2.157 pav. matome: jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ bazė $B_{D\,j}$ ir emiteris $E_{D\,j}$ yra sutapatinami su pirmojo tranzistoriaus T_1 atitinkamais išvadais (kontaktais), o jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ kolektorius $K_{D\,j}$ – su antrojo tranzistoriaus T_2 emiteriu E_2. Todėl jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ funkcinės savybės atitinka pirmojo tranzistoriaus T_1 funkcines savybes (2.157 pav. parodytu atveju turime p–n–p tranzistoriaus savybes).

Jungtiniam Darlingtono tranzistoriui $T_{D\,j}$ taip pat galioja srovių balanso lygtis (pirmoji d.– (1.108)):

$$\boldsymbol{I}_{E\,D\,j} = \boldsymbol{I}_{K\,D\,j} + \boldsymbol{I}_{B\,D\,j}, \tag{2.591}$$

čia jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ srovės yra išreiškiamos akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$\boldsymbol{I}_{E\,D\,j} = \boldsymbol{I}_{E\,1} + \boldsymbol{I}_{K\,2}, \qquad \boldsymbol{I}_{K\,D\,j} = \boldsymbol{I}_{E\,2} + \boldsymbol{I}_{R_{B\,2}}, \qquad \boldsymbol{I}_{B\,D\,j} = \boldsymbol{I}_{B\,1}. \tag{2.592}$$

Tranzistoriams $T_{1,\,2}$ galioja srovių tapatybės (pirmoji d.– (1.107)–(1.111)):

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{I}_{E\,1} &= \boldsymbol{I}_{K\,1} + \boldsymbol{I}_{B\,D\,j}, & \boldsymbol{I}_{E\,2} &= \boldsymbol{I}_{K\,2} + \boldsymbol{I}_{B\,2}, \\ \boldsymbol{I}_{K\,1} &= \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{I}_{B\,D\,j}, & \boldsymbol{I}_{K\,2} &= \boldsymbol{\beta}_2 \cdot \boldsymbol{I}_{B\,2}. \end{aligned}\right\} \tag{2.593}$$

Iš (2.591)–(2.593) ir akivaizdžios tapatybės $\boldsymbol{I}_{B\,2} = \boldsymbol{I}_{K\,1}$, kai $\boldsymbol{I}_{R_{B\,2}} = 0$ ($R_{B\,2} = \infty$), randame srovės $\boldsymbol{I}_{K\,D\,j}$ išraišką per srovę $\boldsymbol{I}_{B\,D\,j}$:

$$\boldsymbol{I}_{K\,D\,j} = \boldsymbol{I}_{E\,2} = \boldsymbol{I}_{K\,2} + \boldsymbol{I}_{K\,1} = \boldsymbol{\beta}_2 \cdot \boldsymbol{I}_{K\,1} + \boldsymbol{I}_{K\,1} = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot (\boldsymbol{\beta}_2 + 1) \cdot \boldsymbol{I}_{B\,D\,j}, \tag{2.593a}$$

ir iš čia matome: BE jungimo atveju jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ diferencialinis srovės stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{\beta}_{D\,j}$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{\beta}_{D\,j} = \partial \boldsymbol{I}_{K\,D\,j} / \partial \boldsymbol{I}_{B\,D\,j} = \boldsymbol{\beta}_1 \cdot (\boldsymbol{\beta}_2 + 1) \cong \boldsymbol{\beta}_1 \cdot \boldsymbol{\beta}_2, \tag{2.594}$$

o BB jungimo atveju jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ diferencialinis srovės perdavimo koeficientas $\boldsymbol{\alpha}_{D\,j}$ yra išreiškiamas taip:

$$\boldsymbol{\alpha}_{D\,j} = \partial \boldsymbol{I}_{K\,D\,j} / \partial \boldsymbol{I}_{E\,D\,j} = \boldsymbol{\beta}_{D\,j} / (\boldsymbol{\beta}_{D\,j} + 1) \cong$$

$$\cong \boldsymbol{\alpha}_1 \cdot \boldsymbol{\alpha}_2 / [\,2 \cdot \boldsymbol{\alpha}_1 \cdot \boldsymbol{\alpha}_2 + 1 - (\boldsymbol{\alpha}_1 + \boldsymbol{\alpha}_2)]. \tag{2.595}$$

Analogiškai išraiškoms (2.575)–(2.584) randame jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ varžinius parametrus BE jungimo schemoje (2.156 pav.), kai $R_{E\,2} = 0$ ir $R_{B\,2} = \infty$:

$$R_{D\,j\text{-}BE\,e} = U_{BD\,j\,ED\,j\,=} / I_{BD\,j\,=} = U_{BE\,1\,=} / I_{BD\,j\,=} = R_{BE\,e\,1}, \tag{2.596}$$

įėjimo varža $R_{D\,j\text{-}BE\,e}$ pastoviajai srovei;

$$r_{D\,j\text{-}BE\,e} = \partial U_{BD\,j\,ED\,j\,\sim} / \partial I_{BD\,j\,\sim} = r_{BE\,e\,1}, \tag{2.597}$$

įėjimo diferencialinė varža $r_{D\,j\text{-}BE\,e}$ kintamajai srovei;

$$R_{D\,j\text{-}KE\,e} = U_{KD\,j\,ED\,j\,=} / I_{KD\,j\,=} = U_{KD\,j\,ED\,j\,=} / I_{E\,2\,=} =$$

$$= (\alpha_{o\,2} \cdot U_{KD\,j\,ED\,j\,=}) / I_{K\,2\,=} = \alpha_{o\,2} \cdot R_{KE\,e\,2}, \tag{2.598}$$

išėjimo varža $R_{D\,j\text{-}KE\,e}$ pastoviajai srovei;

$$r_{D\,j\text{-}KE\,e} = \partial U_{KD\,j\,ED\,j\,\sim} / \partial I_{KD\,j\,\sim} = \partial U_{KD\,j\,ED\,j\,\sim} / \partial I_{E\,2\,\sim} = \alpha_2 \cdot r_{KE\,e\,2}, \tag{2.599}$$

išėjimo diferencialinė varža $r_{D\,j\text{-}KE\,e}$ kintamajai srovei.

Iš (2.597) matome: jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ diferencialinė įėjimo varža $r_{D\,j\text{-}BE\,e}$ yra tokia pati, kaip ir pirmojo tranzistoriaus T_1 diferencialinė įėjimo varžą $r_{BE\,e\,1}$ BE jungimo atveju, ir tai yra Darlingtono schemos su jungtiniu tranzistoriumi $T_{D\,j}$ vienas trukumų. Kita vertus, analogiškai išraiškai (2.582), jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ diferencialinė išėjimo varža $r_{D\,j\text{-}KE\,e}$ BE jungimo atveju yra atvirkščiai proporcinga emiterio E_2 srovei $I_{E\,2}$. Šią priklausomybę su pakankamu tikslumu galima išreikšti taip:

$$r_{D\,j\text{-}KE\,e} \cong |U_{E\,2}| / I_{E\,2}, \tag{2.600}$$

čia: $U_{E\,2}$ – tranzistoriaus T_2 Erlio įtampa.

Jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ dažninę $\beta_{D\,j}(\omega)$ bei fazinę $\varphi_{\beta\,D\,j}(\omega)$ charakteristikas BE jungimo schemoje surandame iš (2.594) bei tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų koeficientų $\boldsymbol{\beta}_{1,\,2}$ kompleksinių išraiškų (pirmoji d.– (1.243), (1.245)). Iš čia gautos išraiškos atitinka (2.585)–(2.588) bei (2.590) išraiškas. Čia turime pasakyti, jog varžos $R_{B\,2}$ įtaka jungtinio Darlingtono tranzistoriaus $T_{D\,j}$ (2.157 pav.) dažninėms bei impulsinėms savybėms yra tokia pati, kaip ir anksčiau išnagrinėtoje Darlingtono BE schemoje (2.156 pav.). Integriniu būdu gaminamuose Darlingtono tranzistoriuose T_D labai dažnai abiejų tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterinės p–n sandūros yra šuntuojamos atitinkamais rezistoriais $R_{B\,1,\,2}$, kurių varžos yra parenkamos intervaluose: $R_{B\,1} \geq$ (1–5) kΩ, o $R_{B\,2} \leq$ (100–500) Ω. Darlingtono tranzistoriaus T_D maksimalūs leistini įtampų ir srovių parametrai atitinka antrojo tranzistoriaus T_2 atitinkamus parametrus: $I_{KD\,max} \cong I_{K\,2\,max}$, $U_{KD\,ED\,max} \cong U_{KE\,2\,max}$, $P_{KD\,max} \cong P_{K\,2\,max}$.

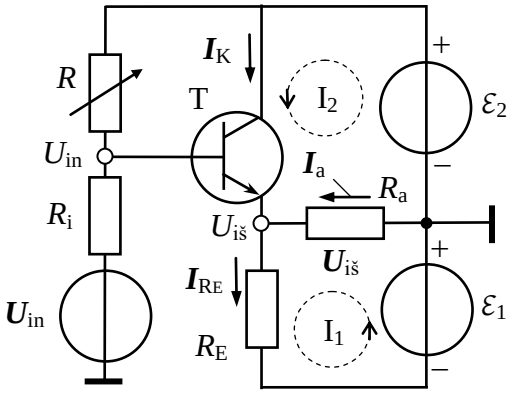
Darlingtono tranzistoriaus T_D triukšmų koeficientas $K_{trš\ T\!D\ (db)}$ nėra išreiškiamas jį sudarančių tranzistorių T_1 ir T_2 atitinkamų triukšmų koeficientų $K_{trš\ T1\ (db)}$ ir $K_{trš\ T2\ (db)}$ sumą – $K_{trš\ T\!D\ (db)} \neq K_{trš\ T1\ (db)} + K_{trš\ T2\ (db)}$. Tam tikru priartėjimu Darlingtono tranzistoriaus T_D triukšmų koeficientas $K_{trš\ T\!D\ (db)}$ gali būti įvertintas analogiškai anksčiau išnagrinėtam N vienodų pakopų p_j lygiagrečiojo jungimo kaskodinio stiprintuvo atvejui (2.135 pav.). Taigi, Darlingtono tranzistoriaus triukšmų koeficientas $K_{trš\ T\!D\ (db)}$ labai priklauso nuo įėjime U_{in} įjungto signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinio vidinės varžos $R_s \equiv R_i$. Ši priklausomybė atitinka 2.136 pav. parodytas

priklausomybes, kuriose $K_{\text{trš N}} \Rightarrow K_{\text{trš TD}}$, o $K_{\text{trš }j} \Rightarrow K_{\text{trš T1, T2}}$.

Šio skyrelio pabaigoje pasakysime, kad dėl labai didelio bazės B_D srovės $I_{B\ D}$ stiprinimo koeficiento $\beta_{\ D}$ (2.573) ir atitinkamai didelės įėjimo U_{in} diferencialinės varžos $r_{\ \text{D-BE e}}$ vertės (2.586), Darlingtono tranzistorius T_D (2.156 pav.) yra plačiai taikomas įvairiuose elektronikos įrenginiuose, pavyzdžiui, diferencialinio stiprintuvo schemoje (2.108 pav., a), ir t. t.

2.1.8. Elektrinių signalų galios stiprintuvai

Galios stiprintuvas – elektroninis įrenginys, kurio pagrindinė paskirtis – sukurti kuo didesnę kintamojo (atskiru atveju pastoviojo) signalo galią $P_{\text{a}\sim,=}$ apkrovoje R_a, kurios varža dažniausiai neviršija kelių dešimčių omų. Todėl galios stiprintuvo įėjime U_{in} veikiančios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_u$ vertė nėra esminė (dažniausiai $K_u \approx 1$), nes įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ galios $\boldsymbol{P}_{\text{in}}$ stiprinimas iš esmės yra gaunamas srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ stiprinimo sąskaita – $K_i > 1$. Kitas svarbus galios stiprintuvo skiriamasis požymis yra tai, kad esant sąlygai $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, pastovioji išėjimo srovė $I_{\text{iš}=} \cong 0$. Todėl išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ nulinės vertės $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = 0$ atžvilgiu yra gaunamas abiejų poliškumų: +, kai $U_{\text{o iš}} > 0$, ir –, kai $U_{\text{o iš}} < 0$, čia $U_{\text{o iš}}$ – signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ amplitudė. Nesunku pastebėti, jog šiuos reikalavimus tenkina pastoviojo signalo $U_{\text{in}=}$ ir $I_{\text{in}=}$ stiprintuvai, kurių sudarymo principai yra išnagrinėti šios mokomosios priemonės 2.1.2 skyriuje. Akivaizdu, kad esant mažos varžos apkrovai $R_a < 100\ \Omega$, galios stiprintuvo schemą su vienu tranzistoriumi T geriausiai atitinka BK (EK) stiprinimo pakopa (2.91 pav., c, d) – dvipolio tranzistoriaus atveju, arba BS (IK) stiprinimo pakopa (2.92 pav., c, d) – vienpolio tranzistoriaus atveju. Taigi, 2.158 pav. yra parodyta galios stiprintuvo schema su dvipoliu tranzistoriumi T EK jungimo atveju ir su „įžeminta“ apkrovos varža R_a.



2.158 pav. Galios stiprintuvo schema su dvipoliu n–p–n tranzistoriumi T EK jungimo atveju ir su „įžeminta“ apkrovos varža R_a

Iš 2.91 pav., d, ir 2.158 pav. pateiktų stiprinimo pakopų schemų matome, kad galios stiprintuvo schema su „įžeminta“ apkrovos varža R_a (2.158 pav.), parenkant varžos R vertę (įtampos daliklis $R_i \| R$), yra suderinama taip, kad įėjime U_{in} nesant signalo – $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong 0$.

Kontūrinių srovių metodu (1.1.3 skyrius) išnagrinėsime 2.158 pav. parodytos galios stiprintuvo schemos veiką. Išėjimo $U_{\text{iš}}$ apkrovos R_a grandinėms – kontūrams $I_{1,\,2}$, kuriuose teka atitinkamos kontūrinės srovės $\boldsymbol{I}^*_{1,\,2}$, galima parašyti akivaizdžias tapatybes:

$$\boldsymbol{I}_K = \boldsymbol{I}^*_2, \qquad \boldsymbol{I}_{RE} = \boldsymbol{I}^*_1 \qquad \boldsymbol{I}_a = \boldsymbol{I}^*_1 - \boldsymbol{I}^*_2, \tag{2.601}$$

ir taikydami antrąją Kirchhofo taisyklę parašome šias lygtys:

$$\left.\begin{aligned} (R_E + R_a)\cdot\boldsymbol{I}^*_1 - R_a\cdot\boldsymbol{I}^*_2 &= \mathcal{E}_1, \\ -R_a\cdot\boldsymbol{I}^*_1 + (R_{KE} + R_a)\cdot\boldsymbol{I}^*_2 &= \mathcal{E}_2, \end{aligned}\right\} \tag{2.602}$$

čia R_{KE} – tranzistoriaus T varža tarp kolektoriaus K ir emiterio E pastoviajai srovei (pirmoji d.– (1.155)).

Iš (2.601) ir (2.602) randame apkrovos rezistoriuje R_a tekančios srovės $\boldsymbol{I}_a$ momentinę vertę i_a, išreikštą per momentinę tranzistoriaus varžą R_{KE}:

$$i_a = (\mathcal{E}_1 \cdot R_{KE} - \mathcal{E}_2 \cdot R_E)/[R_{KE} \cdot (R_E + R_a) + R_E \cdot R_a] \equiv$$
$$\equiv [\mathcal{E} \cdot (R_{KE} - R_E)]/[R_{KE} \cdot (R_E + R_a) + R_E \cdot R_a], \qquad (2.603)$$

čia paskutinė išraiška yra parašyta esant sąlygai: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2| = \mathcal{E}$.

Kai įėjime U_{in} veikia harmoninis signalas $\boldsymbol{U}_{in} = U_{o\ in} \cdot \sin(\omega \cdot t)$, šio signalo neigiamo pusperiodžio metu ($T/2 \le t \le T$) tranzistorius T (2.158 pav.) yra „uždaromas“ ir jo varža $R_{KE} \Rightarrow \infty$, o įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ teigiamo pusperiodžio metu ($0 \le t \le T/2$) tranzistorius T yra „atidaromas“ ir jo varža $R_{KE} \Rightarrow 0$. Iš čia ir (2.603) matome, kad esant visiškai „uždarytam“ tranzistoriui T, per apkrovos rezistorių R_a teka didžiausia neigiamo pusperiodžio išėjimo $U_{iš}$ srovė $I^-_{a\ max}$, kurios vertė yra:

$$I^-_{a\ max} = \mathcal{E}/(R_E + R_a), \qquad (2.603a)$$

o esant visiškai „atidarytam“ tranzistoriui T, per apkrovos rezistorių R_a teka didžiausia teigiamo pusperiodžio išėjimo $U_{iš}$ srovė $I^+_{a\ max}$, kurios vertė yra:

$$I^+_{a\ max} = \mathcal{E}/R_a - I^-_{a\ max} = -\mathcal{E}/R_E, \qquad (2.603b)$$

čia srovės $I^+_{a\ max}$ kryptis yra priešinga 2.158 pav. parodytai srovės $\boldsymbol{I}_a$ krypčiai.

Taigi, gavome, kad $I^+_{a\ max} > |I^-_{a\ max}|$, ir tai rodo iš esmės nesimetrinę tokio galios stiprintuvo veiką. Iš čia darome išvadą: išėjime $U_{iš}$ neiškraipyto signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ maksimali amplitudė $U_{iš\ max}$ yra:

$$U_{iš\ max} = I^-_a \cdot R_a = \mathcal{E} \cdot R_a/(R_E + R_a), \qquad (2.603c)$$

ir harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ atveju didžiausia vidutinė galia $P_{a\ max}$ apkrovoje R_a yra:

$$P_{a\ max} = T^{-1} \cdot \int_0^T \{[I^-_a \cdot \sin(\omega \cdot t)] \cdot [U_{iš\ max} \cdot \sin(\omega \cdot t)]\} \cdot \mathrm{d}\, t =$$
$$= \{\mathcal{E}^2 \cdot R_a/[\omega \cdot T \cdot (R_E + R_a)^2]\} \cdot \int_0^T \sin^2(\omega \cdot t) \cdot \mathrm{d}(\omega \cdot t) =$$
$$= \{\mathcal{E}^2 \cdot R_a/[\omega \cdot T \cdot (R_E + R_a)^2]\} \cdot [\omega \cdot t/2 - \sin(2 \cdot \omega \cdot t)/4]\Big|_0^T =$$
$$= P_{a\ max} = \mathcal{E}^2 \cdot R_a/[2 \cdot (R_E + R_a)^2], \qquad (2.604)$$

čia išvesdami pasinaudojome žinomu sąryšiu – $\omega = 2 \cdot \pi/T$.

Iš gautos išraiškos (2.604) matome, kad kai $R_a \Rightarrow 0$ arba $\Rightarrow \infty$, didžiausia vidutinė galia $P_{a\ max} \Rightarrow 0$, ir iš čia darome išvadą: $P_{a\ max}$ vertės priklausomybė nuo R_a savyje turi *didžiausios neiškraipytos vidutinės galios vertę* $P_{a\ Max}$, kurią surandame funkcijos $P_{a\ max}(R_a)$ išvestinę nuo kintamojo R_a prilyginę nuliui:

$$\partial P_{a\ max}/\partial R_a = \{\mathcal{E}^2 \cdot R_a/[2 \cdot (R_E + R_a)^2]\}' = \mathcal{E}^2 \cdot (R_E - R_a)/[2 \cdot (R_E + R_a)^3] \equiv 0,$$

ir iš čia gauname, kad $P_{a\ max} \equiv P_{a\ Max}$, kai $R_a = R_E = R_{a,\ E}$. Iš čia ir (2.604) randame:

$$P_{a\ Max} = \mathcal{E}^2/(8 \cdot R_{a,\ E}), \qquad (2.605)$$

o iš čia randame *didžiausios neiškraipytos išėjime* $U_{iš}$ *įtampos* $\boldsymbol{U}_{iš}$ *efektinę vertę* $U_{iš\ Max\ ef}$:

$$U_{iš\ Max\ ef} = (P_{a\ Max} \cdot R_a)^{1/2} = (\mathcal{E}/\sqrt{2})/2, \qquad (2.606)$$

ir iš čia randame *didžiausios neiškraipytos išėjime* $U_{iš}$ *įtampos* $\boldsymbol{U}_{iš}$ *amplitudinę vertę* $U_{o\ iš\ Max}$:

$$U_{o\ iš\ Max} = U_{iš\ Max\ ef} \cdot \sqrt{2} = \mathcal{E}/2. \qquad (2.607)$$

Akivaizdu, kad 2.158 pav. parodyto galios stiprintuvo įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ perdavimo koeficientas $K_{\text{u}} \approx 1$, taip pat ir $K_{\text{U}} \approx 1$, esant bet kokiam varžų R_{E} ir R_{a} santykiui (išskyrus ribinių verčių atvejus: 0 ir ∞). Įėjimo U_{in} srovės $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ ir $I_{\text{in}\,=}$ atitinkami stiprinimo koeficientai $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ ir K_{I} jau priklauso nuo varžų santykio $k_{\text{R}} = R_{\text{a}}/R_{\text{E}}$. Kai galios stiprintuvo veika optimali, šis santykis $k_{\text{R}} = R_{\text{a}}/R_{\text{E}} = 1$, todėl emiterio E srovė I_{E} varžose R_{a} ir R_{E} pasiskirsto po lygiai. Esant šiai sąlygai, turime srovių $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ ir $I_{\text{in}\,=}$ atitinkamų stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{i}}$ ir K_{I} *optimalią vertę* atitinkamai $\boldsymbol{K}_{\text{i opt}}$ ir $K_{\text{I opt}}$, kurias surandame taip:

$$K_{\text{I opt}} = I_{\text{a}}/I_{\text{B}} = (I_{\text{E}}/2)/I_{\text{B}} = [(\beta_{\text{o}} + 1)\cdot I_{\text{B}}]/(2\cdot I_{\text{B}}) = (\beta_{\text{o}} + 1)/2 \cong \beta_{\text{o}}/2, \quad (2.608)$$

pastoviosios srovės $I_{\text{in}\,=}$ atveju, ir analogiškai:

$$\boldsymbol{K}_{\text{i opt}} = \boldsymbol{I}_{\text{a}}/\boldsymbol{I}_{\text{B}} = (\boldsymbol{\beta} + 1)/2 \cong \boldsymbol{\beta}/2, \quad (2.609)$$

kintamojo signalo $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ atveju.

Galios stiprintuvo optimalios veikos atveju, be anksčiau išnagrinėtų svarbių galios stiprintuvo parametrų – didžiausios neiškraipytos išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ efektinės $U_{\text{iš Max ef}}$ (2.606) ir amplitudinės $U_{\text{o iš Max}}$ (2.607) verčių ir didžiausios neiškraipytos vidutinės galios $P_{\text{a Max}}$ (2.605), yra pasitelkiamas *naudingasis veikos koeficientas* η (arba *nvk*), kuris yra apibrėžiamas taip:

$$\eta = P_{\text{a Max}}/P_{\varepsilon}, \quad (2.610)$$

čia P_{ε} – maitinimo šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ atiduodama galia, kurią harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atveju surandame taip:

$$P_{\varepsilon} = (1/T)\cdot\int_0^T \{\mathcal{E}\cdot[i^*_1(t)]\}\cdot \mathrm{d}\,t + (1/T)\cdot\int_0^T \{\cdot[i^*_2(t)]\}\cdot \mathrm{d}\,t =$$

$$= (\mathcal{E}/T)\cdot\{\int_0^T [i^*_1(t)]\cdot \mathrm{d}\,t + \int_0^T [i^*_2(t)]\cdot \mathrm{d}\,t\}, \quad (2.611)$$

čia: i^*_1 ir i^*_2 – atitinkamų kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_1$ ir $\boldsymbol{I}^*_2$ momentinės vertės, kurių išraiškas, esant sąlygoms: $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2 = \mathcal{E}$ ir $R_{\text{a}} = R_{\text{E}} = R_{\text{a, E}}$, surandame iš (2.601) ir (2.602):

$$\left.\begin{aligned} i^*_1 &= \mathcal{E}\cdot\big(R_{\text{KE}}(t) + 2\cdot R_{\text{a, E}}\big)/[R_{\text{a, E}}\cdot\big(2\cdot R_{\text{KE}}(t) + R_{\text{a, E}}\big)], \\ i^*_2 &= 3\cdot\mathcal{E}/\big(2\cdot R_{\text{KE}}(t) + R_{\text{a, E}}\big). \end{aligned}\right\} \quad (2.612)$$

Iš (2.612) matome: kai $R_{\text{KE}} \Rightarrow \infty$ (tranzistorius T yra „uždaromas“), srovė $i^*_1 \Rightarrow$ $\Rightarrow \mathcal{E}/(2\cdot R_{\text{a, E}})$ ir $i^*_2 \Rightarrow 0$, o kai $R_{\text{KE}} \Rightarrow 0$ (tranzistorius T yra „atidaromas“), srovė $i^*_1 \Rightarrow$ $\Rightarrow 2\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}})$ ir $i^*_2 \Rightarrow 3\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}})$. Iš čia apskaičiuojame, kad kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_{1,\,2}$ atitinkamos momentinių verčių kitimo ribos $\Delta I^*_{1,\,2}$ skiriasi dvigubai:

$$\left.\begin{aligned} \Delta I^*_1 &= i^*_{1\,\max} - i^*_{1\,\min} = 2\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}}) - \mathcal{E}/(2\cdot R_{\text{a, E}}) = 1{,}5\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}}), \\ \Delta I^*_2 &= i^*_{2\,\max} - i^*_{2\,\min} = 3\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}}) - 0 = 3\cdot(\mathcal{E}/R_{\text{a, E}}). \end{aligned}\right\} \quad (2.612a)$$

Tai dar kartą parodo iš esmės nesimetrinę tokio galios stiprintuvo (2.158 pav.) veiką.

Išėjime $U_{\text{iš}}$ neiškraipyto signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ atveju galios stiprintuvas (2.158 pav.) yra suderinamas taip, kad, esant sąlygai $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, varžos R vertė (įtampos daliklis $R_{\text{i}}\|R$) yra parenkama tokia, kad išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong 0$. Šiuo atveju kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^*_{1,\,2}$ atitinkami pastovieji sandai $I^*_{\text{o}\,1}$ ir $I^*_{\text{o}\,2}$, nesant įėjime U_{in} signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, yra lygūs – $I^*_{\text{o}\,1} = I^*_{\text{o}\,2} > 0$, nes tik tada $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong 0$. Tai akivaizdžiai matyti iš srovės $\boldsymbol{I}_{\text{a}}$ išraiškos (2.601). Iš (2.612) randame tranzistoriaus T pradinę varžą $R_{\text{KE o}}$ stacionarios veikos taške $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KE o}}\}$, kuriai esant turime balanso sąlygą:

$$i^*_1 = i^*_2 \quad \Rightarrow \quad 2\cdot {R_{\text{KE o}}}^2 - R_{\text{a, E}}\cdot R_{\text{KE o}} - {R_{\text{a, E}}}^2 = 0,$$

ir iš čia gauname: $R_{\text{KE o}} = R_{\text{a, E}} \equiv R_{\text{E}}$, ir iš čia bei (2.612) randame:

$$\left.\begin{aligned} I^{*}_{\text{o}\,1} &= \mathcal{E}\cdot(R_{\text{a, E}} + 2\cdot R_{\text{a, E}})/[R_{\text{a, E}}\cdot(2\cdot R_{\text{a, E}} + R_{\text{a, E}})] = \mathcal{E}/R_{\text{a, E}}, \\ I^{*}_{\text{o}\,2} &= 3\cdot\mathcal{E}/(2\cdot R_{\text{a, E}} + R_{\text{a, E}}) = \mathcal{E}/R_{\text{a, E}}. \end{aligned}\right\} \quad (2.613)$$

Išėjime $U_{\text{iš}}$ neiškraipyto harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ atveju parašome kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^{*}_{1,\,2}$ atitinkamų momentinių verčių $i^{*}_{1,\,2}$ laiko t funkcijas:

$$i^{*}_{1,\,2}(t) = (\mathcal{E}/R_{\text{a, E}})\cdot[1 + \sin(\omega\cdot t)],$$

ir iš čia bei (2.611) gauname:

$$P_{\mathcal{E}} = (\mathcal{E}^{2}/R_{\text{a, E}})\cdot\{2\cdot T^{-1}\cdot\int_{0}^{T}[1 + \sin(\omega\cdot t)]\cdot\text{d}\,t\} =$$

$$= (2\cdot\mathcal{E}^{2}/R_{\text{a, E}})\cdot(\omega\cdot T)^{-1}\cdot\big(\omega\cdot t - \cos(\omega\cdot t)\big)\Big|_{0}^{T} = 2\cdot\mathcal{E}^{2}/R_{\text{a, E}}. \quad (2.614)$$

Iš čia ir iš (2.605) bei (2.610) galutinai gauname galios stiprintuvo *naudingosios veikos koeficiento* η didžiausiąją vertę $\eta_{\max}$:

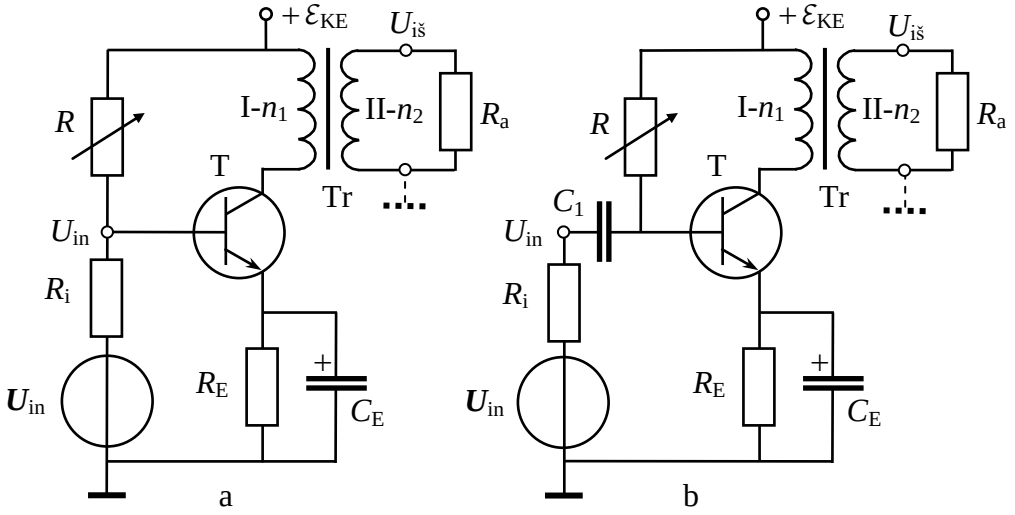
$$\eta_{\max} = [\mathcal{E}^{2}/(8\cdot R_{\text{a, E}})]/(2\cdot\mathcal{E}^{2}/R_{\text{a, E}}) = 1/16 = 0{,}0625 \equiv 6{,}25\ \%. \quad (2.615)$$

Gauta santykinai maža $\eta_{\max}$ vertė yra sąlygota kontūrinių srovių $\boldsymbol{I}^{*}_{1,\,2}$ pastoviųjų sandų $I^{*}_{\text{o}\,1,\,2}$ (2.613), kurie, kad ir kokia būtų įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vertė, visada teka per įtampos šaltinius $\mathcal{E}_{1,\,2}$, ir todėl $P_{\mathcal{E}} = \text{const} > 0$ (2.614). Išėjime $U_{\text{iš}}$ neiškraipyto harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ atveju galios stiprintuvas yra charakterizuojamas *galios stiprinimo koeficientu* $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$, kuris optimalios veikos atveju kintamajam harmoniniam signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ yra užrašomas taip:

$$\boldsymbol{K}_{\text{p}} = \boldsymbol{P}_{\text{iš}}/\boldsymbol{P}_{\text{in}} = (\boldsymbol{I}_{\text{iš}}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{iš}})/(\boldsymbol{I}_{\text{in}}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}) \cong \boldsymbol{K}_{\text{i opt}} = (\boldsymbol{\beta} + 1)/2 \cong \boldsymbol{\beta}/2, \quad (2.616)$$

čia pasinaudojome tapatybe $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong \boldsymbol{U}_{\text{in}}$.

2.158 pav. parodyto galios stiprintuvo veika yra vadinama *A- klasės veika*, nes šiuo atveju tranzistoriaus T stacionarusis veikos taškas $\{U_{\text{KE o}}, I_{\text{K o}}\}$ yra arti apkrovos tiesės R_{a} vidurio, pavyzdžiui, taške c (2.71 pav., b). Todėl įėjime U_{in} esant harmoniniam signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šiuo tranzistoriumi T yra stiprinami abu pusperiodžiai – „neigiamas“ ir „teigiamas“. Kitas svarbus galios stiprintuvo A- klasės veikos požymis – santykinai maža $\eta_{\max}$ vertė ($\eta_{\max} <$ < 10–50 %) dėl pastoviai tekančios nuolatinės srovės per maitinimo įtampos šaltinius $\mathcal{E}_{1,\,2}$. Čia pasakysime, kad galios stiprintuvas su vienu tranzistoriumi T, veikiančiu A- klasėje, dažnai turi transformatorinį Tr ryšį su apkrova R_{a}. Tokio transformatorinio galios stiprintuvo schema yra parodyta 2.159 pav.



2.159 pav. Transformatorinio Tr galios stiprintuvo schema su dvipoliu n–p–n tranzistoriumi T BE jungimo atveju ir veikiančiu A- klasėje (a – be kondensatoriaus $C = 0$ įėjime U_{in}, b – su skiriamuoju kondensatoriumi $C_1 > 0$ įėjime U_{in})

2.159 pav. parodytoje schemoje parenkant varžos R vertę (a – įtampos daliklis $R_i \| R$) tranzistoriaus T stacionarus veikos taškas $\{U_{KE\ o}, I_{K\ o}\}$ yra nustatomas apkrovos tiesės $Z_{in\ Tr}$ (2.567) viduryje. Šiuo atveju per tranzistorių T ir maitinimo įtampos šaltinį $\mathcal{E}_{KE}$ teka pastovioji srovė $I_{K\ o}$:

$$I_{K\ o} = I_{K\ max}/2 = [\mathcal{E}_{KE}/(R_E + R_1)]/2 \cong (\mathcal{E}_{KE}/R_E)/2,$$

todėl harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ atveju maitinimo šaltinis $\mathcal{E}_{KE}$ atiduoda galią P_ε:

$$P_\varepsilon = I_{K\ o} \cdot \mathcal{E}_{KE} \cong \mathcal{E}^2_{KE}/(2 \cdot R_E), \tag{2.617}$$

čia apytikslė vertė yra parašyta, esant sąlygai: $R_E >> R_1$ – transformatoriaus Tr pirminės apvijos – I-n_1 varža pastoviajai srovei.

Didžiausia neiškraipyta galia $P_{a\ Max}$ apkrovoje R_a yra pasiekiama esant žinomai varžų suderinimo sąlygai: $R_a = r_{KE\ e} \equiv r_{KE\ e\ o}$ – tranzistoriaus T diferencialinė išėjimo varža BE schemoje (pirmoji d.– (1.150)–(1.152)), čia paskutinė tapatybė yra parašyta $r_{KE\ e}$ vidutinei vertei $r_{KE\ e\ o}$ tranzistoriaus T veikos taške c (2.71 pav., b). Galios stiprintuvo apkrova R_a dažniausiai yra garsiakalbis, kurio varža yra santykinai maža – $R_a < 20\ \Omega$. Todėl galioja nelygybė: $R_a < r_{KE\ e\ o}$, ir iš čia bei (2.568) kyla transformatorinio galios stiprintuvo vienfazio transformatoriaus Tr transformacijos koeficiento n_{21} vertė:

$$n_{21} = (R_a/r_{KE\ e\ o})^{1/2} < 1. \tag{2.617a}$$

Iš čia matome, kad turime įtampą mažinantį ir srovę didinantį transformatorių.

Iš varžų suderinimo sąlygos taip pat gauname, kad $R_a = |\boldsymbol{Z}_{n\ 2}|$ – transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II-n_2 varžos modulis kintamajai srovei $\boldsymbol{I}_{iš}$. Todėl transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II vijų skaičius n_2 yra santykinai nedidelis – n_2 = 10–50 vijų. Pirminės apvijos – I vijų skaičius n_1 turi būti gana didelis, nes tai užtikrina pakankamai didelę tranzistoriaus T kolektoriaus K apkrovos varžą $R_K = |\boldsymbol{Z}_{n\ 1}|$ – transformatoriaus Tr pirminės apvijos – I-n_1 varžos modulis, nes ši sąlyga yra būtina santykinai didelėms $\boldsymbol{K}_{u\ e}$ vertėms gauti BE stiprinimo pakopoje (pirmoji d.– 1.63 pav., b). Iš energijos tvermės dėsnio darome išvadą, kad transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje – II-n_2 išsiskirianti kintamojo signalo galia $P_{2\sim}$ tenkina sąlygą: $P_{2\sim} \le P_{1\sim}$ – kintamojo signalo galia, veikianti transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje – I-n_1, ir čia daugeliu atvejų turime apytikslės lygybės sąlygą – $P_{2\sim} \approx P_{1\sim}$. Todėl iš čia, esant suderintai apkrovai, galime parašyti didžiausios neiškraipytos galios $P_{a\ Max}$ išraišką transformatorinio galios stiprintuvo apkrovoje R_a:

$$P_{a\ Max} = P_{2\sim}/2 \approx P_{1\sim}/2 = (I_{K\ ef} \cdot U_{K\ ef})/2 = (I_{K\ o} \cdot U_{K\ o})/4 = (\mathcal{E}^2_{KE}/R_E)/16. \tag{2.618}$$

Iš (2.617), (2.618) ir (2.610) surandame transformatorinio galios stiprintuvo, veikiančio A- klasėje, didžiausiąją naudingosios veikos koeficiento η_{max} vertę:

$$\eta_{max} = [(\mathcal{E}^2_{KE}/R_E)/16]/[\mathcal{E}^2_{KE}/(2 \cdot R_E)] \cong 1/8 = 0{,}125 = 12{,}5\ \%. \tag{2.619}$$

Iš (2.619) matome, kad šiuo atveju turime dvigubai didesnį naudingosios veikos koeficientą η_{max}, palyginti su 2.158 pav. parodyta galios stiprintuvo EK jungimo schema. Čia pasakysime, kad dėl šios savybės transformatorinis galios stiprintuvas, veikiantis A- klasėje, yra dažniausiai taikomas santykinai mažuose nešiojamuosiuose radijo imtuvuose, magnetofonuose ir t. t.

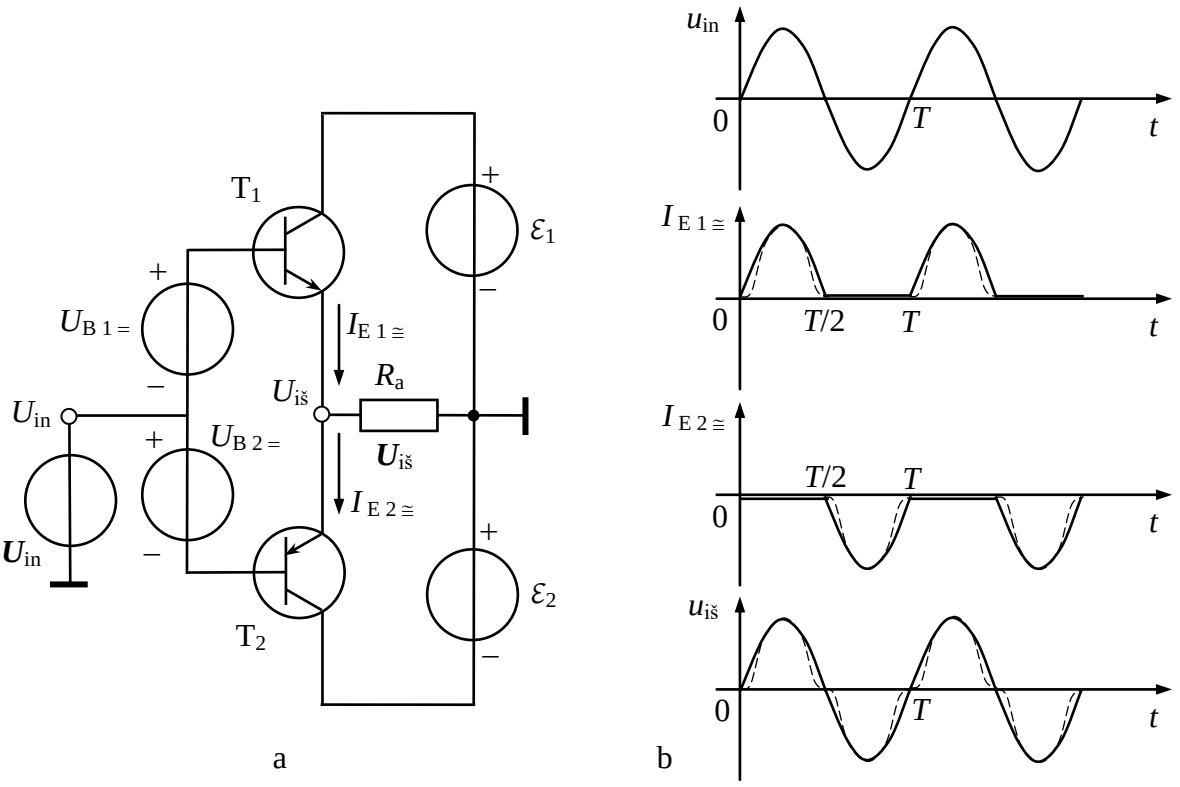
Išėjime $U_{iš}$ neiškraipyto harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ atveju, transformatorinio galios stiprintuvo, veikiančio A- klasėje, galios stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_p$ optimalios veikos atveju yra parašomas taip:

$$\boldsymbol{K}_p = \boldsymbol{P}_{iš}/\boldsymbol{P}_{in} = (\boldsymbol{I}_K \cdot \boldsymbol{U}_K)/(\boldsymbol{I}_{in} \cdot \boldsymbol{U}_{in}) \cong \boldsymbol{\beta} \cdot \boldsymbol{K}_{u\ e} = \boldsymbol{K}_{p\ e}, \tag{2.620}$$

čia $\boldsymbol{K}_{u\ e}$ ir $\boldsymbol{K}_{p\ e}$ – BE stiprinimo pakopos parametrai (pirmoji d.– (1.162), (1.165)).

Akivaizdu, kad 2.158 pav. ir 2.159 pav. parodytose galios stiprintuvo schemose su vienu dvipoliu n–p–n (arba p–n–p) tranzistoriumi T EK ir BE jungimo avėjais, apkrovoje R_a

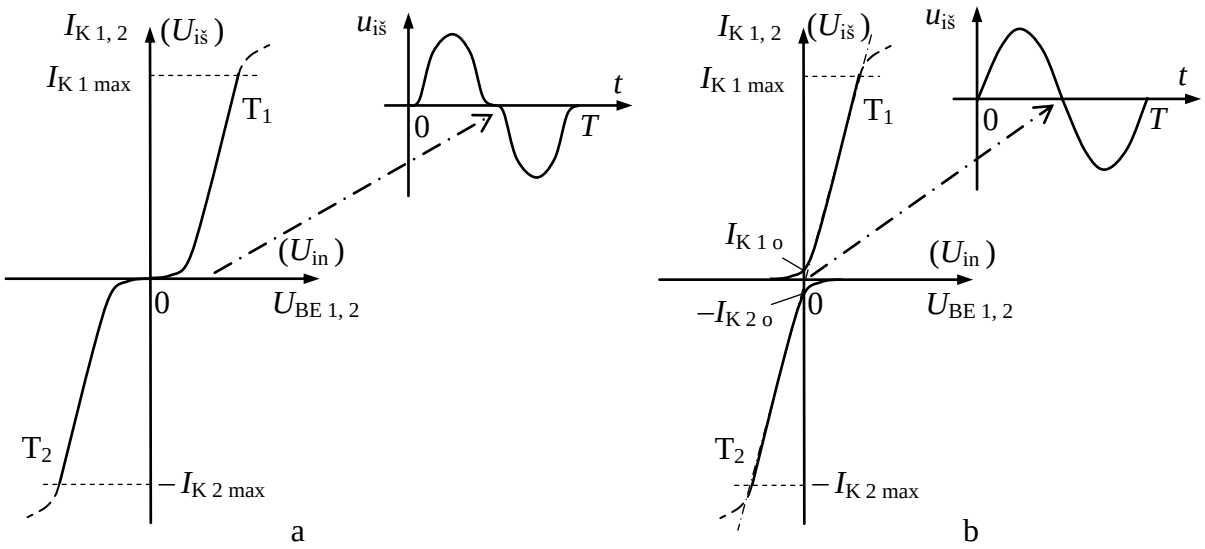
tekančios harmoninės srovės $\boldsymbol{I}_{\rm a}$ didžiausia amplitudė $I_{\rm a\,max} \le I^{+}_{\rm a\,max} \le 0{,}5 \cdot I_{\rm K\,max}$ – kolektoriaus K maksimali srovė, ir tai leidžia panaudoti tik pusę leistinos – maksimalios tranzistoriaus T galios $P_{\rm K\,max}$, o tai yra dar vienas esminis tokių galios stiprintuvų trūkumas. Šios problemos sprendimo būdas tiesiogiai kyla iš 2.93 pav. Jš jo matosi galios stiprintuvo galimos realizavimo schemos su dviem skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$, kurios yra parodytos 2.94 pav. Čia reikia pasakyti, kad 2.94 pav., b, parodyta schema literatūroje yra dažnai vadinama *komplementariuoju* (*jungtiniu*) *emiteriniu kartotuvu* (KEK), nes tai matyti iš 2.158 pav. parodytos EK schemos su vienu dvipoliu tranzistoriumi T, kurioje vietoje rezistoriaus $R_{\rm E}$ yra taip pat EK būdu įjungiamas priešingo laidumo antrasis dvipolis tranzistorius T_2. Anksčiau, 2.1.3 skyriuje, parodėme, jog, esant stipriam neigiamajam grįžtamajam ryšiui, yra gaunamas esminis stiprintuvo iškreipių faktoriaus $\delta_{\rm \Upsilon}$ (2.383) sumažėjimas – iki $(1 + |\boldsymbol{\Upsilon}_{\rm u,\,i} \cdot \boldsymbol{K}_{\rm u,\,i}|)$ kartų. Todėl akivaizdu, kad galios stiprintuvas yra dažniausiai daromas pagal 2.94 pav., b, parodytą KEK schemą, kurios supaprastinta ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.160 pav., a.



2.160 pav. Galios stiprintuvo KEK schemos ekvivalentinė grandinė (a), kurioje tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{\rm E\,1,\,2\,o}, U_{\rm KE\,1,\,2\,o}\}$ apkrovos tiesėje $R_{\rm a}$ yra nustatomi atitinkamais pastoviosios įtampos šaltiniais $U_{\rm B\,1,\,2\,=}$, ir schemos veiką iliustruojančių signalų $\boldsymbol{U}_{\rm in,\,iš}$ ir $I_{\rm E\,1,\,E\,2\,\cong}$ laikinės diagramos (b)

Iš 2.160 pav., b, matome: dėl įėjime $U_{\rm in}$ veikiančios harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ poveikio laiko tarpu $\Delta t_1 = 0$–$T/2$ yra „atidaromas“ n–p–n tranzistorius T_1, o p–n–p tranzistorius T_2, esant $U_{\rm B\,2\,=} = 0$, yra „uždarytas“ – jo veikos taškas $\{I_{\rm E\,2\,o}, U_{\rm KE\,2\,o}\}$ apkrovos tiesėje $R_{\rm a}$ yra atkirtos taške a (2.71 pav.). Laiko tarpu $\Delta t_2 = T/2$–T yra „atidaromas“ p–n–p tranzistorius T_2, o n–p–n tranzistorius T_1, esant $U_{\rm B\,1\,=} = 0$, yra „uždarytas“ – jo veikos taškas $\{I_{\rm E\,1\,o}, U_{\rm KE\,1\,o}\}$ apkrovos tiesėje $R_{\rm a}$ yra atkirtos taške a. Taigi, tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškai $\{I_{\rm E\,1,\,2\,o}, U_{\rm KE\,1,\,2\,o}\}$ apkrovos tiesėje $R_{\rm a}$ yra nustatomi atitinkamais pastoviosios įtampos šaltiniais $U_{\rm B\,1,\,2\,=}$ ir, esant sąlygai $U_{\rm B\,1,\,2\,=} = 0$, turime *B- klasės veiką*, kurios metu tranzistorių $T_{1,\,2}$ stacionarūs veikos taškai $\{I_{\rm E\,1,\,2\,o}, U_{\rm KE\,1,\,2\,o}\}$ yra apkrovos tiesės $R_{\rm a}$ atkirtos taške a (2.71 pav., b). B- klasės veikoje, įėjime $U_{\rm in}$ esant harmoniniam signalui $\boldsymbol{U}_{\rm in}$, su tranzistoriais $T_{1,\,2}$ yra stiprinamas tik vienas pusperiodis – „teigiamas“ n–p–n tranzistoriaus T_1 atveju ir „neigiamas“ – p–n–p

tranzistoriaus T_2 atveju. Akivaizdu, jog harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atveju ši veika negali būti realizuota tik vienu tranzistoriumi, ir todėl B- klasės veika yra realizuojama *dvitaktėse galios stiprinimo schemose*, pavyzdžiui, 2.160 pav., a. Vienas esminių galios stiprintuvų B- klasės veikoje trūkumų yra nemažas išėjimo $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ iškreipių faktoriaus δ_{Υ} (2.383) padidėjimas dėl netiesinės tranzistoriaus perdavimo charakteristikos I_{K} (U_{BE}) BE schemoje (pirmoji d.– (1.141), 1.61 pav., c). Šis netiesiškumas lemia tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ atitinkamų srovių $I_{\text{E 1, E 2}\cong}$ iškreipius, parodytus brūkšninėmis kreivėmis 2.160 pav., b, o tai, savo ruožtu, įėjime U_{in} harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ poveikio atveju lemia išėjimo $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ iškreipius – harmoninio signalo pavidalo neatitikimą. Dėl to B- klasės veika galios stiprintuvuose, skirtuose, pavyzdžiui, harmoniniams signalams stiprinti garso dažnių diapazone (15–20000 Hz) nėra taikoma. Tačiau B- klasės veika yra plačiai taikoma impulsiniams video signalams stiprinti. Akivaizdus būdas, leidžiantis pašalinti B- klasės veikos trūkumus, matyti iš 2.161 pav., kuriame yra pateiktos dvitaktės galios stiprinimo pakopos (2.160 pav., a) tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $K_{1,\,2}$ srovių $I_{\text{K 1, K 2}}$ perdavimo charakteristikos $I_{\text{K 1, 2}}$ ($U_{\text{BE 1, 2}}$) BE jungimo schemose.

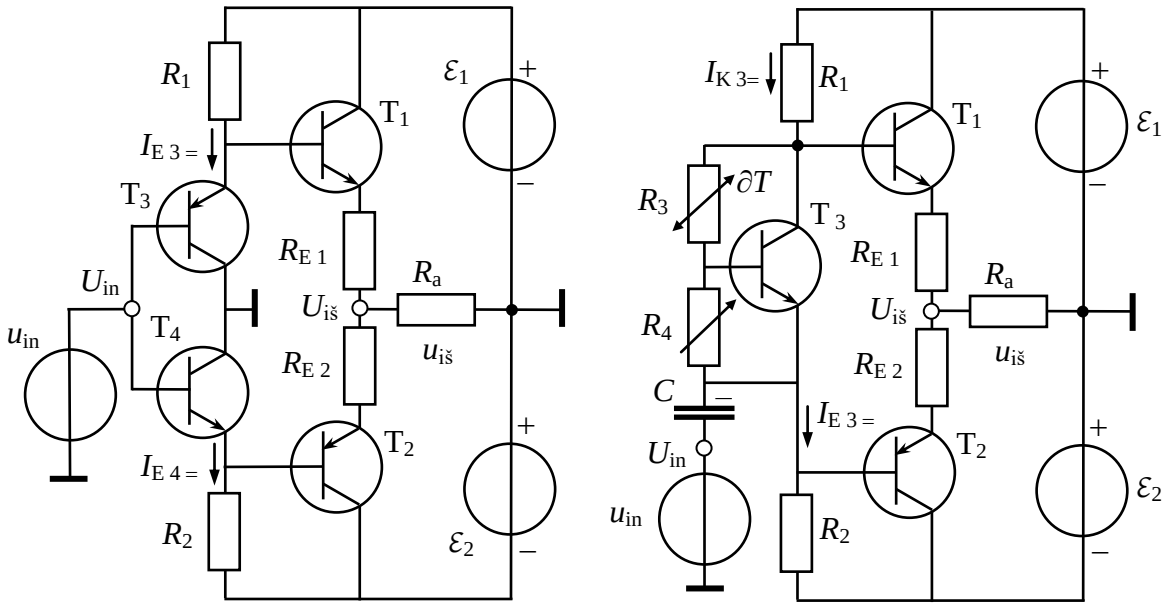


2.161 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos (2.160 pav., a) tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamos perdavimo charakteristikos $I_{\text{K 1, 2}}$ ($U_{\text{BE 1, 2}}$) BE jungimo schemose: a – B- klasės veika, kai $U_{\text{B 1, 2 =}} = 0$; b – AB- klasės veika, kai $|U_{\text{B 1, 2 =}}| > 0$

Iš 2.161 pav. matome: kai $U_{\text{B 1, 2 =}} = 0$, tai atitinka B- klasės veiką (2.161 pav., a), galios stiprinimo pakopos (2.160 pav., a) įtampos perdavimo charakteristikos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in}}$) pavidalas atitinka kreivės $I_{\text{K 1, 2}}$ ($U_{\text{BE 1, 2}}$) pavidalą, parodytą 2.161 pav., a. Todėl santykinai mažų įtampų $U_{\text{o in}} \le 0{,}3$–$0{,}8$ V (pirmoji d.– 1.19 pav.) diapazone būna gana didelių išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ netiesinių iškraipymų (2.160 pav., b). Šie iškraipymai yra panaikinami parenkant pastoviosios įtampos šaltinių $U_{\text{B 1, 2 =}}$ įtampų vertes diapazone 0,3–0,8 V, čia parenkamos įtampos $U_{\text{B 1, 2 =}}$ vertė, priklausomai nuo tranzistorių $T_{1,\,2}$ puslaidininkinės medžiagos tipo: Ge atveju $|U_{\text{B 1, 2 =}}| \cong 0{,}35$ V, Si atveju $|U_{\text{B 1, 2 =}}| \cong 0{,}62$ V ir GaAs atveju $|U_{\text{B 1, 2 =}}| \cong 0{,}8$ V. Esant šioms įtampų vertėms, tranzistoriai $T_{1,\,2}$ veikia *AB- klasės veika*, ir šiuo atveju galios stiprinimo pakopos (2.160 pav., a) įtampos perdavimo charakteristikos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in}}$) pavidalas atitinka kreivės $I_{\text{K 1, 2}}$ ($U_{\text{BE 1, 2}}$) pavidalą, parodytą 2.161 pav., b. Taigi, esant harmoniniam poveikiui $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, dvitaktės galios stiprinimo pakopos, veikiančios AB- klasėje, išėjime $U_{\text{iš}}$ turime neiškraipytą – harmoninę išėjimo įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$, tai 2.161 pav., b, yra parodyta laikinės t diagramos $u_{\text{iš}}(t)$ ištisine kreive. Kita vertus, matome, kad AB- klasės veikos išskirtinė ypatybė yra ta, jog, esant $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, per tranzistorių $T_{1,\,2}$ kolektorius $K_{1,\,2}$ teka santykinai nedidelės pastoviosios srovės $I_{\text{K 1, K 2 o}} \cong I_{\text{E 1, E 2 o}} \cong I_{\text{d 1, 2}} \cong 0{,}1 \cdot I_{\text{K 1, 2 max}}$, nes tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra truputį

„pradaryti“ – jų veikos taškai $\{I_{\mathrm{E}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{KE}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$ apkrovos R_a tiesėje yra arti atkirtos taško a, čia $I_{\mathrm{d}\,1,\,2}$ – „pradarytos“ p–n sandūros charakteringoji srovė (pirmoji d.– 1.19 pav.).

Dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika, kai $|U_{\mathrm{B}\,1,\,2\,=}| > 0$, gali būti sudaryta įvairiais būdais, pavyzdžiui, taip, kaip yra parodyta 2.94 pav., b. Čia reikia pasakyti, kad įėjime U_in signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ generatorius gali būti prijungtas tiesiogiai prie tranzistoriaus T_1 arba T_2 bazės, ir šiuo atveju rezistoriai $R_{1\text{-}1}$ ir $R_{1\text{-}2}$ yra pakeičiami vienu rezistoriumi $R_{12} = R_{1\text{-}1} + R_{1\text{-}2}$. Tačiau šiuo atveju įėjime U_in signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ poveikis tranzistoriams $\mathrm{T}_{1,\,2}$ nėra simetrinis, todėl kitame variante vietoje rezistorių $R_{1\text{-}1}$ ir $R_{1\text{-}2}$ yra įjungiami atitinkami diodai D_1 ir D_2, kurių jungimas 2.94 pav., b, yra parodytas brūkšninėmis linijomis. Per šiuos diodus $\mathrm{D}_{1,\,2}$ tekanti atitinkama tiesioginė pastovioji srovė $I_{\mathrm{d}\,1,\,2\,=} \cong \mathcal{E}_{1,\,2}\,/R_{2\text{-}1,\,2\text{-}2}$ sukuria reikiamas įtampų $U_{\mathrm{B}\,1,\,2\,=}$ vertes. Šiuo atveju ėjime U_in signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ poveikio asimetrija tranzistoriams $\mathrm{T}_{1,\,2}$ gerokai sumažėja dėl santykinai mažesnės diodų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ diferencialinės varžos $r_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ vertės, palyginti su šių diodų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ varža $R_{\mathrm{D}\,1,\,2}$ pastoviajai srovei, kai tiesioginė pastovioji srovė $I_{\mathrm{d}\,1,\,2\,=} \geq 1$ mA. Kita vertus, dvitakčio stiprintuvo schemoje su tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ veikos tašką $\{I_{\mathrm{E}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{KE}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$ nustatančiais diodais $\mathrm{D}_{1,\,2}$ turime veikos taškų $\{I_{\mathrm{E}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{KE}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$ papildomą temperatūrinę stabilizaciją (pastovinimą), nes „atidaryto“ diodo $\mathrm{D}_{1,\,2}$ tiesioginė įtampa $U_{\mathrm{AK}\,=} \sim 1/T$, kai $I_{\mathrm{d}\,=} \cong \text{const}$. (pirmoji d.– (1.29)). Kitame variante vietoje diodų $\mathrm{D}_{1,\,2}$ yra įjungiami skirtingo laidumo papildomi tranzistoriai $\mathrm{T}_{3,\,4}$ taip, kaip tai parodyta 2.162 pav., a, čia dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma parenkant papildomų tranzistorių $\mathrm{T}_{3,\,4}$ emiterių $\mathrm{E}_{3,\,4}$ pastoviųjų srovių $I_{\mathrm{E}3,\,4\,=}$ vertes: $I_{\mathrm{E}3,\,4\,=} \cong \mathcal{E}_{1,\,2}\,/R_{1,\,2}$.



2.162 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinės elektroninės schemos su dviem papildomais skirtingo laidumo tranzistoriais $\mathrm{T}_{3,\,4}$ (a) ir su vienu papildomu tranzistoriumi T_3 (b), su kuriais yra nustatoma AB- klasės veika

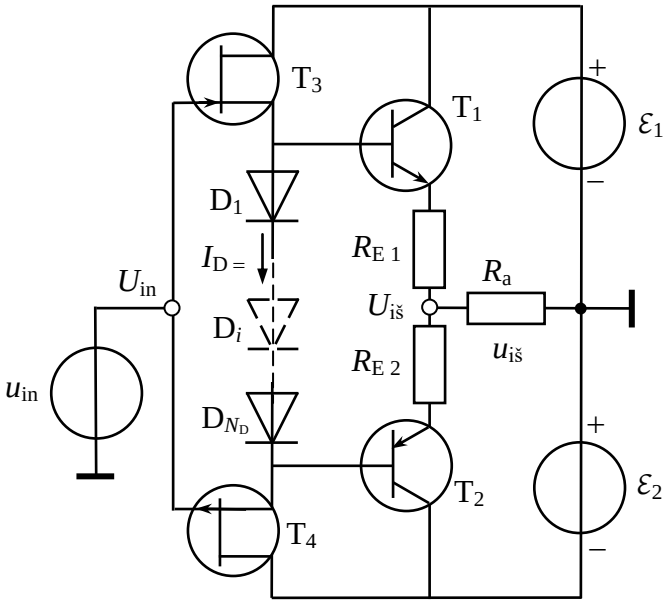
Kitame variante vietoje dviejų skirtingo laidumo papildomų tranzistorių $\mathrm{T}_{3,\,4}$ (2.162 pav., a) yra įjungiamas vienas papildomas tranzistorius T_3 taip, kaip tai parodyta 2.162 pav., b, kur dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma parenkant tranzistoriaus T_3 pastoviosios įtampos $U_{\mathrm{KE}\,3\,=}$ tarp kolektoriaus K_3 ir emiterio E_3 vertę:

$$U_{\mathrm{KE}\,3\,=} \cong U_{\mathrm{BE}\,3\,=} \cdot (1 + R_3\,/R_4). \qquad (2.620a)$$

Iš 2.162 pav., b, matome: šiuo atveju įėjimo U_in signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ grandinėje yra būtinas skiriamasis kondensatorius C, nes tai užtikrina pastoviosios srovės nulinę vertę per įėjimo U_in signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ šaltinį. Kita vertus, šioje schemoje tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ veikos taškų $\{I_{\mathrm{E}\,1,\,2\,\mathrm{o}},\ U_{\mathrm{KE}\,1,\,2\,\mathrm{o}}\}$

temperatūrinė stabilizacija yra labai pagerinama, kai vietoje rezistoriaus R_3 yra įjungiamas termorezistorius, kurio varžos R (T) temperatūrinės T priklausomybės koeficientas $\vartheta_{RT} = \partial R/\partial T < 0$ – neigiamas.

Dvitaktės galios stiprinimo pakopos schemoje, parodytoje 2.94 pav., b, ir šios schemos įvairiose modifikacijose (2.162 pav.) yra būtina sudaryti atitinkamų srovių verčių sąlygą: $I_{R\ 2\text{-}1,\ 2\text{-}2;E3,\ 4;\ K3\ =} > I_{B\ 1,\ 2\ max}$ – tranzistorių $T_{1,\ 2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\ 2}$ didžiausios leistinos srovių vertės. Ši sąlyga yra būtina, nes, didėjant $\boldsymbol{U}_{in}$, reikia užtikrinti, kad „neužsidarytų“ įtampas $U_{B\ 1,\ 2\ =}$ nustatantys diodai $D_{1,\ 2}$ (2.94 pav., b), arba tranzistoriai $T_{3,\ 4}$ (2.162 pav.). Todėl sroves $I_{R\ 2\text{-}1,\ 2\text{-}2;E3,\ 4;\ K3\ =}$ nustatantys rezistoriai $R_{2\text{-}1,\ 2\text{-}2}$ (2.94 pav., b) ir $R_{1,\ 2}$ (2.162 pav.) yra pakeičiami atitinkamais pastoviosios srovės šaltiniais $I \cong$ const, kurių vienas iš variantų su sandūriniais atidarytais n– ir p– kanalo atitinkamais lauko tranzistoriais $T_{3,\ 4}$ yra parodytas 2.163 pav.

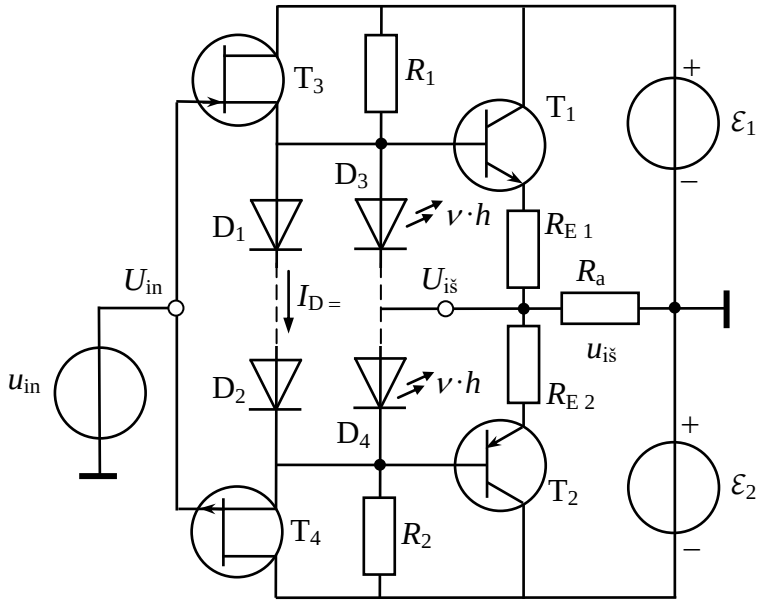


2.163 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem papildomais sandūriniais skirtingo laidumo atidarytaisiais kanalais lauko tranzistoriais $T_{3,\ 4}$, nustatančiais pastoviąją srovę $I_{D\ =} \cong$ const dioduose $D_{1,\ldots,\ i,\ldots\ N}$, su kuriais yra nustatoma $T_{1,\ 2}$ AB- klasės veika

2.163 pav. parodyta schema yra ypatinga dar ir tuo, kad, įėjime U_{in} didėjant, pavyzdžiui, harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampai $U_{o\ in}$, per įtampas $U_{B\ 1,\ 2\ =}$ nustatančius diodus $D_{1,\ 2}$ tekanti pastovioji srovė $I_{D\ =}$ taip pat didėja, ir dėl to diodai $D_{1,\ 2}$ „neužsidaro“. Kita vertus, diodų $D_{1,\ 2,\ldots}$ skaičius N_D yra parenkamas iš sąlygos reikiamai įtampos $U_{B\ 1,\ 2\ =}$ vertei gauti, ir tai priklauso nuo šių diodų puslaidininkinės medžiagos tipo (pirmoji d.– 1.19 pav.). Kai tranzistoriai $T_{1,\ 2}$ yra pagaminti iš Si puslaidininkio, tai 2.163 pav. parodytoje schemoje tinka lauko tranzistoriai $T_{3,\ 4}$, kurių santakos srovė $I_{D\ 3,\ 4}$ = 1–3 mA, kai užtūrų $G_{3,\ 4}$ įtampa $|U_{GS\ 3,\ 4}| \cong 0{,}7$ V.

Parodėme, kad siekiant stiprinamų signalų $\boldsymbol{U}_{in}$ minimalių netiesinių iškraipymų, galios stiprintuvas dažniausiai yra daromas pagal 2.94 pav., b, parodytą KEK schemą, kurios supaprastinta – ekvivalentinė grandinė yra parodyta 2.160 pav., a. Todėl dėl santykinai mažos KEK schemos išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš}$ šio tipo galios stiprintuvai turi turėti papildomą apsaugą nuo pernelyg didelės išėjimo $U_{iš}$ srovės $\boldsymbol{I}_a$, kurios maksimalios vertės $I_{E\ 1,\ 2\ max} \cong \mathcal{E}_{1,\ 2}/R_{E\ 1,\ 2}$ ribojimas vien tik rezistoriais $R_{E\ 1,\ 2}$ nėra pakankamas. Papildomos apsaugos nuo pernelyg didelės srovės $I_{E\ 1,\ 2\ max}$ verčių tranzistorių $T_{1,\ 2}$ emiteriuose $E_{1,\ 2}$, vienas iš galimų sprendimo būdų yra parodytas 2.164 pav., čia schemoje yra panaudoti papildomi šviesos diodai $D_{3,\ 4}$, kurių veikos tiesioginė įtampa yra didesnė už lyginančiųjų diodų $D_{1,\ 2}$.

Iš 2.164 pav. pateiktos schemos matome: įėjime U_{in} didėjant signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įtampai $U_{o\ in}$



2.164 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema, veikianti AB- klasėje ir turinti du papildomus apsauginius šviesos diodus $D_{3,\,4}$, ribojančius tranzistorių $T_{1,\,2}$ maksimalią išėjimo srovę $I_{E\,1,\,2\,max}$

ir jos vertei pasiekus tam tikrą – maksimalią vertę $U_{in\,max} \cong U_{D\,3,\,4\,s}$ – slenkstinę šviesos diodų $D_{3,\,4}$ įtampą, kuriai esant prasideda švytėjimas: $\nu \cdot h > 0$, įtampa rezistoriuose $R_{E\,1,\,2}$ taip pat pasiekia maksimalią vertę $U_{RE\,1,\,2\,max} \cong U_{D\,3,\,4\,s}$, ir todėl apkrovoje R_a teka didžiausia apkrovos srovė $I_{a\,max}$:

$$I_{a\,max} \cong (|U_{D\,3,\,4\,s}| - |U_{BE\,1,\,2\,max}|)/R_{E\,1,\,2}. \qquad (2.621)$$

Iš (2.621) matome: „atidarytų“ šviesos diodų $D_{3,\,4}$ tiesioginė įtampa $U_{D\,3,\,4\,s}$ turi tenkinti sąlygą: $|U_{D\,3,\,4\,s}| > |U_{BE\,1,\,2\,max}| \approx 0{,}7$ V, kai turime Si tranzistorius $T_{1,\,2}$. Akivaizdu, kad 2.164 pav. pateiktoje schemoje vietoje šviesos diodų $D_{3,\,4}$ gali būti įjungti stabilitronai $D_{st\,3,\,4}$, tik šiuo atveju stabilitronai $D_{st\,3,\,4}$ yra jungiami atgaline kryptimi šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ atžvilgiu.

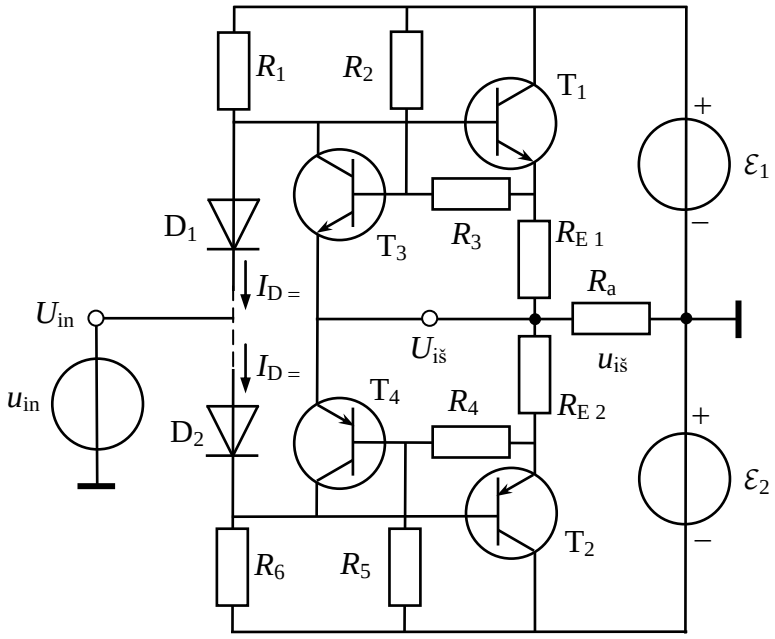
Vienas iš daugelio galimų papildomos apsaugos nuo pernelyg didelės srovės $I_{E\,1,\,2\,max}$ verčių tranzistoriuose $T_{1,\,2}$ sprendimo būdų yra parodytas 2.165 pav., kuriame yra panaudoti papildomi skirtingo laidumo dvipoliai tranzistoriai $T_{3,\,4}$.

2.165 pav. parodytoje schemoje tranzistorių $T_{1,\,2}$ AB- klasės veika yra nustatoma su tiesiogine kryptimi įjungtais diodais $D_{1,\,2}$, kurių tiesioginė pastovioji srovė $I_{D=}$ yra parenkama atitinkamais rezistoriais $R_{1,\,6}$ ir yra: $I_{D=} \cong \mathcal{E}_{1,\,2}/R_{1,\,6}$, arba su atitinkamais pastoviosios srovės šaltinais, pavyzdžiui, taip, kaip tai parodyta 2.163 pav. su dviem papildomais sandūriniais skirtingo laidumo atidarytųjų kanalų lauko tranzistoriais $T_{3,\,4}$, su kuriais yra užduodama pastovioji srovė $I_{D=}$ dioduose $D_{1,\,2}$.

Iš 2.165 pav. matome: didėjant įtampai $\boldsymbol{U}_{in}$, papildomi tranzistoriai $T_{3,\,4}$ „atsidaro“, kai įtampa $U_{RE\,1,\,2}$ rezistoriuose $R_{E\,1,\,2}$ viršija tam tikrą vertę $U_{RE\,1,\,2\,s}$, kuri Si tranzistorių $T_{3,\,4}$ atveju yra $|U_{RE\,1,\,2\,s}| \geq 0{,}6$ V. Taigi, įėjime U_{in} toliau didėjant signalui $\boldsymbol{U}_{in}$, tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazių $B_{1,\,2}$ srovės $I_{B\,1,\,2}$ nebedidėja, nes jas šuntuoja „atsidarę“ tranzistoriai $T_{3,\,4}$, ir todėl galios tranzistoriuose $T_{1,\,2}$ yra ribojama emiterių $E_{1,\,2}$ srovių $I_{E\,1,\,2}$ maksimali vertė $I_{E\,1,\,2\,max}$, kartu ir apkrovoje R_a didžiausia srovės $I_{a\,max}$ vertė:

$$I_{a\,max} \cong |U_{RE\,1,\,2\,s}|/R_{E\,1,\,2}. \qquad (2.622)$$

Čia reikia pasakyti, kad 2.165 pav. parodytos schemos esminis pranašumas prieš anksčiau aprašytas dvitakčio galios stiprintuvo schemas yra tai, kad maksimalios vertės $I_{a\,max}$ ribojimas yra gaunamas dėl santykinai mažai kintančios įtampos $U_{BE\,3,\,4}$ tranzistoriuose $T_{3,\,4}$, o galios tranzistorių $T_{1,\,2}$ įtampos $U_{BE\,1,\,2}$ dėl įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ poveikio kinta santykinai didesniame intervale. Kita vertus, rezistoriniai įtampos dalikliai $R_2 \| R_3$ ir $R_5 \| R_4$ yra skirti



2.165 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem papildomais skirtingo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{3,\ 4}$, ribojančiais maksimalią išėjimo srovę $I_{E\ 1,\ 2\ max}$

sumažinti išėjimo $U_{iš}$ apkrovoje R_a didžiausios srovės $I_{a\ max}$ vertę $I^*_{a\ max}$, esant trumpajam jungimui, kai $R_a \Rightarrow 0$, atveju:

$$I^*_{a\ max} \cong |U_{RE\ 1,\ 2\ s}|/R_{E\ 1,\ 2} - [\,R_{3,\ 4}/(R_{E\ 1,\ 2}\cdot R_{2,\ 5})]\cdot(\mathcal{E}_{1,\ 2} - |\boldsymbol{U}_{iš}|), \quad (2.623)$$

čia rezistorinių įtampos daliklių varžų R_2, R_3, R_5 ir R_4 vertės yra parenkamos iš sąlygos:

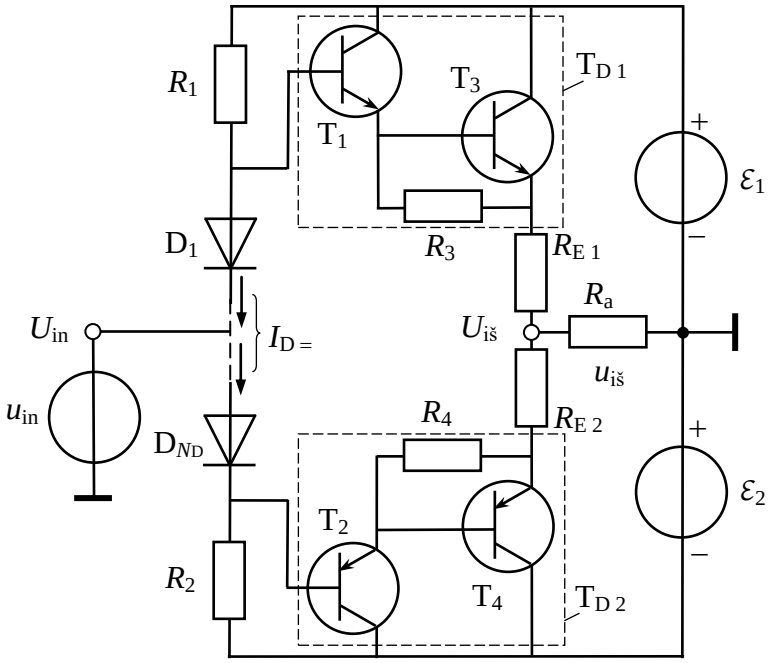
$$(R_{E\ 1,\ 2}\cdot R_{2,\ 5})/R_{3,\ 4} = R_a. \quad (2.624)$$

Iš (2.623) matome: esant sąlygai (2.624), turime pastovų srovių $I^*_{a\ max}$ ir I_a skirtumą $\Delta I = I^*_{a\ max} - I_a = \text{const}$, esant bet kokioms įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ vertėms $U_{o\ iš}$. Taigi šiuo atveju įėjime U_{in} visoms įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ vertėms $U_{o\ in}$ dvitakčio galios stiprintuvo dinaminė veika bus tiesinė, ir todėl išėjime $U_{iš}$ turėsime signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ mažesnius netiesinius iškraipymus.

Dvitaktės galios stiprinimo pakopos išėjimo $U_{iš}$ galią $P_{iš\ \sim}$ galima padidinti naudojant Darlingtono tranzistoriaus idėją (2.156 pav.). Tokio dvitakčio stiprintuvo galios tranzistorių $T_{1,\ 2}$ pakeitimas atitinkamo laidumo Darlingtono tranzistoriais $T_{D\ 1,\ 2}$ yra parodytas 2.166 pav.

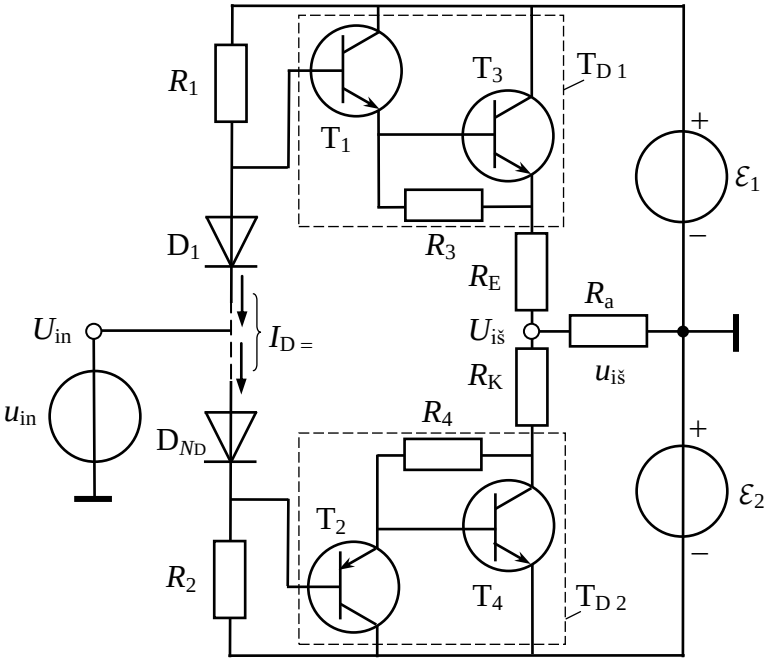
Esminė 2.166 pav. parodytos schemos ypatybė yra ta, kad šiuo atveju dvitaktės galios stiprinimo pakopos AB- klasės veika yra nustatoma Darlingtono tranzistorių $T_{D1,\ 2}$ pirmaisiais – santykinai mažesnės galios tranzistoriais $T_{1,\ 2}$, o didelės galios tranzistoriai $T_{3,\ 4}$, esant $\boldsymbol{U}_{in} = 0$, yra santykinai „uždaryti“ – jų veikos taškai $\{I_{K\ 3,\ 4\ o},\ U_{KE\ 3,\ 4\ o}\}$ apkrovos tiesėje $(R_a + R_{E\ 1,\ 2})$ yra arti atkirtos taškų „a“. Taigi, priešįtampio diodų $D_{1,\ 2,\ldots}$ skaičius N_D ir jais tekanti pastovioji srovė $I_{D\ =} \cong \mathcal{E}_{1,\ 2}/R_{1,\ 2}$ yra parenkami taip, kad pastovioji įtampa $U_{R\ 3,\ 4\ =}$ rezistoriuose $R_{3,\ 4}$ tenkintų sąlygą: $|U_{R\ 3,\ 4\ =}| \cong 0{,}3–0{,}4$ V, kai turime Si tranzistorius $T_{3,\ 4}$. Kita vertus, rezistoriai $R_{3,\ 4}$ atlieka galvaninio ryšio tarp bazės $B_{3,\ 4}$ ir emiterio $E_{3,\ 4}$ tranzistoriuose $T_{3,\ 4}$ vaidmenį, ir dėl to pagerėja galios stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos, analogiškai varžos $R_{B\ 2}$ įtakai 2.156 pav. parodytoje schemoje.

2.166 pav. parodytos schemos įėjime U_{in} didėjant poveikio signalui $\boldsymbol{U}_{in}$, išėjimo $U_{iš}$ srovė $\boldsymbol{I}_{iš} \equiv \boldsymbol{I}_a$, o kartu ir išėjimo $U_{iš}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš}$ apkrovoje R_a, pirmiausiai yra lemiama „atsidarančio“ tranzistoriaus T_1 arba T_2, o galios tranzistoriai $T_{3,\ 4}$ yra santykinai „uždaryti“. Šie galios tranzistoriai „atsidaro“ tik įėjime U_{in} signalui $\boldsymbol{U}_{in}$ pasiekus tam tikrą vertę $U_{in\ s}$, kai įtampa $\boldsymbol{U}_{R\ 3,\ 4}$ rezistoriuose $R_{3,\ 4}$ tenkina sąlygą: $|U_{R\ 3,\ 4}| \geq 0{,}4–0{,}5$ V, kai turime Si tranzistorius $T_{3,\ 4}$.



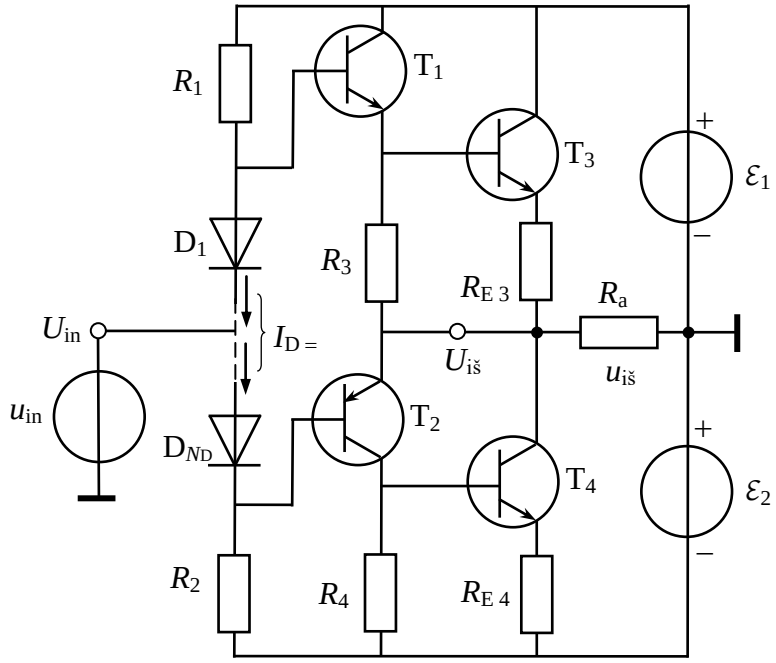
2.166 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su dviem skirtingo laidumo Darlingtono tranzistoriais $T_{D\,1,\,2}$

Yra žinoma, kad n–p–n dvipoliai tranzistoriai yra geresnių elektrinių parametrų, negu p–n–p tranzistoriai. Kita vertus, AB- klasės veikoje yra geriau, kai dvitaktės schemos galios tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra vienodų elektrinių parametrų. Taigi, Darlingtono tranzistoriaus T_D atveju, pasinaudojus jungtinio Darlingtono tranzistoriaus idėja (2.157 pav.), galima sudaryti dvitaktės galios stiprinimo pakopos schemą su vienodais didelės galios tranzistoriais $T_{3,\,4}$ taip, kaip tai parodyta 2.167 pav., o kita panašių savybių dvitaktės galios stiprinimo pakopos schema su vienodais didelės galios tranzistoriais $T_{3,\,4}$ yra parodyta 2.168 pav.



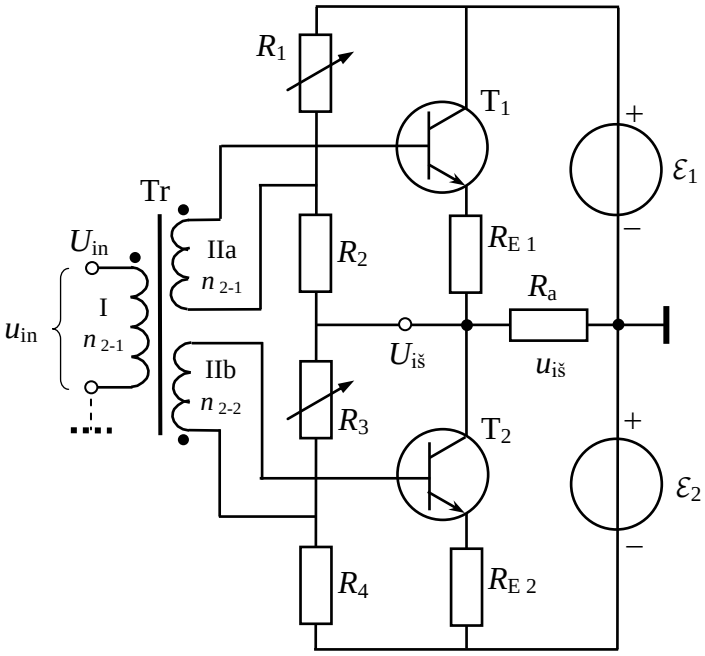
2.167 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su įprastu $T_{D\,1}$ ir jungtiniu $T_{D\,2}$ Darlingtono tranzistoriais

Čia pasakysime, kad esminis 2.167 pav. ir 2.168 pav. parodytų schemų trukumas yra nesimetrinis galios tranzistorių $T_{3,\,4}$ jungimo būdas – atitinkamai EK schemoje T_3 ir BE



2.168 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su vienodais didelės galios tranzistoriais T_3 ir T_4

schemoje T_4. Todėl šių schemų išėjimuose $U_{iš}$ būna didesni signalų $\boldsymbol{U}_{iš}$ netiesiniai iškraipymai. Akivaizdu, kad 2.168 pav. parodytoje schemoje vietoje skirtingo poliškumo signalus formuojančių skirtingo laidumo tranzistorių $T_{1,\ 2}$ gali būti panaudotas transformatorius Tr su dviguba antrine apvija IIa ir IIb taip, kaip tai parodyta 2.169 pav.



2.169 pav. Transformatorinės dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su vienodais didelės galios tranzistoriais T_1 ir T_2, čia transformatoriaus Tr antrinių apvijų IIa-$n_{\ 2\text{-}1}$ ir IIb-$n_{\ 2\text{-}2}$ išvadai, turintys vienodas signalų fazes su I apvija, yra pažymėti taškais •

2.169 pav. parodytoje schemoje galios tranzistorių $T_{1,\ 2}$ AB- klasės veika yra parenkama atitinkamais kintamaisiais rezistoriais $R_{1,\ 3}$ – potenciometrais. Čia reikia pasakyti, jog kai kada dvitaktės galios stiprinimo pakopose vietoje dviejų maitinimo įtampos šaltinių

$\mathcal{E}_{1,\,2}$ yra įjungiamas vienas maitinimo šaltinis, kurio įtampa $\mathcal{E} = 2\cdot\mathcal{E}_{1,\,2}$, o vienas iš polių yra „įžeminamas“. Šiuo jungimo atveju „įžemintas“ apkrovos rezistorius R_a yra jungiamas per skiriamąjį kondensatorių *C*. Tačiau toks jungimo būdas turi esminį trūkumą – galios stiprintuvo žemasis ribinis dažnis $\omega_{\mathrm{r\,ž}} > 0$.

Čia taip pat reikia pasakyti, kad transformatorinės dvitaktės galios stiprinimo pakopos su vienodais didelės galios tranzistoriais T_1 ir T_2 atveju (2.169 pav.) šių tranzistorių jungimo schemų EK ir EB nesimetriškumą galima kompensuoti, parenkant transformatoriaus Tr antrinių apvijų IIa-$n_{\,2\text{-}1}$ ir IIb-$n_{\,2\text{-}2}$ atitinkamų vijų skaičių $n_{2\text{-}1,\,2\text{-}2}$ taip, kad būtų tenkinama sąlyga:

$$n_{\,2\text{-}2}/n_{\,2\text{-}1} \cong K_{\mathrm{u\,k\,T1}}/K_{\mathrm{u\,e\,T2}} \cong 1/K_{\mathrm{u\,e\,T2}}, \tag{2.625}$$

čia: $K_{\mathrm{u\ k\ T1}}$ ir $K_{\mathrm{u\ e\ T2}}$ – atitinkamai EK schemoje įjungto tranzistoriaus T_1 ir BE schemoje įjungto tranzistoriaus T_2 diferencialiniai įtampos perdavimo-stiprinimo koeficientai.

KEK schemos (2.160 pav.) – dvitaktės galios stiprinimo pakopos ir jos modifikacijų (2.161–169 pav.), veikiančių B- ir AB- klasėse, naudingasis veikos koeficientas η (arba *nvk*) (2.610) yra surandamas analogiškai galios stiprintuvo schemai su dvipoliu tranzistoriumi EK jungimo atveju (2.158 pav.), veikiančioje A- klasėje. Akivaizdu, jog B- klasės veikos atveju dvitaktės galios stiprinimo pakopos apkrovos R_a srovė i_a, įėjime U_in esant harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U}_\mathrm{in} = U_\mathrm{o}\cdot\sin(\omega\cdot t)$, puse periodo – $T/2$ teka per vieną iš maitinimo įtampos šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ ir kartu atitinkamai per tuo metu „atidarytą“ tranzistorių $T_{1,\,2}$ (2.160 pav., b). Taigi matome, jog šiuo atveju šaltinių $\mathcal{E}_{1,\,2}$ generuojama atitinkama srovė $i_{1,\,2}$ visada teka ir per apkrovą R_a, ir todėl dvitaktės galios stiprinimo pakopos η vertė yra kur kas didesnė už galios stiprintuvo pakopos EK jungimo atveju (2.158 pav.), veikiančios A- klasėje. Kita vertus, akivaizdu ir tai, kad dvitakčio stiprintuvo apkrovoje R_a – išėjime $U_\mathrm{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_\mathrm{iš}$ didžiausia vertė $U_{\mathrm{o\ iš\ max}} \equiv U_{\mathrm{Ra\ max}} \cong \mathcal{E}_{1,\,2}$, ir ji nepriklauso nuo R_a. Todėl didžiausia vidutinė galia $P_{\mathrm{a\ max}}$ apkrovoje R_a yra:

$$P_{\mathrm{a\ max}} = \mathcal{E}^2/(2\cdot R_\mathrm{a}), \tag{2.626}$$

čia tarėme, kad: $|\mathcal{E}_1| = |\mathcal{E}_2| = \mathcal{E}$.

Įėjime U_in esant harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U}_\mathrm{in} = U_\mathrm{o}\cdot\sin(\omega\cdot t)$, išėjime $U_\mathrm{iš}$ neiškraipyto didžiausio signalo $\boldsymbol{U}_\mathrm{iš}$ atveju momentinė įtampa $u_\mathrm{Ra}(t)$ apkrovoje R_a yra išreiškiama taip:

$$u_\mathrm{Ra}(t) \cong \mathcal{E}\cdot\sin(\omega\cdot t). \tag{2.627}$$

Todėl iš (2.627) galios tranzistoriuose $T_{1,\,2}$ (2.160 pav.) išsiskirianti momentinė galia $p_{\mathrm{T\,1,\,2}}(t)$ yra:

$$p_{\mathrm{T\,1,\,2}}(t) = (\mathcal{E} - u_\mathrm{Ra}(t))\cdot(u_\mathrm{Ra}(t)/R_\mathrm{a}). \tag{2.628}$$

Iš čia galios tranzistoriuose $T_{1,\,2}$ (2.160 pav.) išsiskirianti vidutinė galia $P_{\mathrm{T\,1,\,2}}$ yra:

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{T\,1,\,2}} &= T^{-1}\cdot\int_0^{T/2}\{(\mathcal{E} - u_\mathrm{Ra}(t))\cdot(u_\mathrm{Ra}(t)/R_\mathrm{a})\}\cdot\mathrm{d}\,t \cong \\ &\cong T^{-1}\cdot\int_0^{T/2}\{[\mathcal{E} - \mathcal{E}\cdot\sin(\omega\cdot t)]\cdot[\mathcal{E}\cdot\sin(\omega\cdot t)/R_\mathrm{a}]\}\cdot\mathrm{d}\,t = \\ &= (\mathcal{E}^2/R_\mathrm{a})\cdot[(1/\pi) - (1/4)] \cong 0{,}0683\cdot(\mathcal{E}^2/R_\mathrm{a}), \end{aligned} \tag{2.629}$$

ir iš čia bei (2.610), ir (2.627) galutinai gauname dvitaktės galios stiprinimo pakopos koeficiento η didžiausią galimą vertę η_{max}:

$$\eta_{\mathrm{max}} = P_{\mathrm{a\ max}}/(2\cdot P_{\mathrm{T1,\,2}} + P_{\mathrm{a\ max}}) \cong 0{,}785 \equiv 78{,}5\ \%. \tag{2.630}$$

Akivaizdu, kad įėjime U_in didžiausios įtampos $\boldsymbol{U}_\mathrm{in}$ momentinės vertės $u_{\mathrm{in\ max}}(t) = U_{\mathrm{o\ in}}$ amplitudės neatitinka momentinė didžiausia galia $p_{\mathrm{T1,\,2\ max}}$, atitinkamai išsiskirianti galios tranzistoriuje $T_{1,\,2}$. Ieškomą momentinę vertę $p_{\mathrm{T\ 1,\,2\ max}}(t)$ ir ją atitinkančią įėjime U_in

momentinę įtampą $u^*_{\rm in}(t)$ surasime iš momentinės galios $p_{\rm T\,1,\,2}(t)$ išraiškos $p_{\rm T\,1,\,2}(u_{\rm in})$ išvestinės $p_{\rm T\,1,\,2}(u_{\rm in})'$ ekstremumo:

$$p_{\rm T1,\,2}(u_{\rm in})' = \partial\, p_{\rm T1,\,2}(u_{\rm in})/\partial\, u_{\rm in} \cong \partial\,[(\mathcal{E} - u_{\rm Ra}(t))\cdot(u_{\rm Ra}(t)/R_{\rm a})]/\partial\, u_{\rm Ra}(t) \equiv 0,$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta, tarus kad $u_{\rm Ra} \cong u_{\rm in}$, ir iš čia gauname:

$$(\mathcal{E} - 2\cdot u^*_{\rm in})/R_{\rm a} = 0 \qquad \Rightarrow \qquad u^*_{\rm in} = \mathcal{E}/2. \tag{2.631}$$

Iš (2.628) ir (2.631) randame didžiausią momentinę galią $p_{\rm T\ 1,\ 2\ max}(t)$, išsiskiriančią galios tranzistoriuje $\rm T_{1,\,2}$:

$$p_{\rm T1,\,2\,max}(t) = (\mathcal{E} - u^*_{\rm in}(t))\cdot(u^*_{\rm in}(t)/R_{\rm a}) \cong \mathcal{E}^2/(4\cdot R_{\rm a}). \tag{2.632}$$

Palyginę $p_{\rm T\ 1,\ 2\ max}(t)$ (2.632) ir $P_{\rm a\ max}$ (2.626) vertes, matome, kad jos skiriasi tik du kartus, o vidutinė vertė $P_{\rm T\ 1,\ 2}$ (2.629) yra tik $\approx 0{,}1\cdot P_{\rm a\ max}$ (2.629). Taigi, išraiška (2.632) yra esminė, kai reikia įvertinti didžiausią leistiną dvitaktės stiprinimo pakopos galios tranzistorių $\rm T_{1,\,2}$ maitinimo įtampos $\mathcal{E}$ didžiausią lestiną vertę $\mathcal{E}_{\rm max}$:

$$\mathcal{E}_{\rm max} \le 2\cdot(p_{\rm T\ 1,\ 2\,max}(t)\cdot R_{\rm a})^{1/2}. \tag{2.633}$$

Čia reikia pasakyti, kad anksčiau pateiktos galingumų išraiškos yra gautos, padarius prielaidą, kad galios tranzistorių $\rm T_{1,\ 2}$ (2.160 pav.) veikos fazės yra griežtai priešingos – kai vienas iš galios tranzistorių $\rm T_{1,\ 2}$ yra „atidarytas“, tai kitas galios tranzistorius $\rm T_{2,\ 1}$ yra „uždarytas“. Tačiau tranzistoriai yra inertiški įtaisai – įėjime $U_{\rm in}$ didėjant poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\rm in} = U_{\rm o}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ dažniui ω, tranzistoriaus stiprinimo savybės blogėja, ir tai yra nusakoma atitinkamais ribiniais dažniais: ω_α, ω_β ir $\omega_{\rm T}$ (pirmoji d.– (1.251), 1.83 pav.). Taigi, kai dažnis $\omega \Rightarrow \omega_{\alpha,\ \beta,\ \rm T}$, tai šiuo atveju yra galima situacija, kuriai esant, dvitaktės stiprinimo pakopos abu galios tranzistoriai $\rm T_{1,\,2}$ bus „atidaryti“. Akivaizdu, kad tokiu atveju maitinimo šaltinių $+\mathcal{E}$ ir $-\mathcal{E}$ atiduodama srovė i_ε „atidarytuose“ tranzistoriuose $\rm T_{1,\ 2}$ gali viršyti jiems leistiną maksimalią srovę $I_{\rm K,\ E\ max}$, ir todėl jie „sudega“. Kad to nebūtų, srovę ribojančių rezistorių $R_{\rm E\ 1,\,2}$ (2.162–166 pav., 2.169 pav.), $R_{\rm E,\ K}$ (2.167 pav.) ir $R_{\rm E\ 3,\,4}$ (2.168 pav.) minimali vertė $R_{\rm min}$ turi būti nustatoma iš sąlygos:

$$R_{\rm min} \ge |\mathcal{E}|/I_{\rm K,\ E\ max}. \tag{2.634}$$

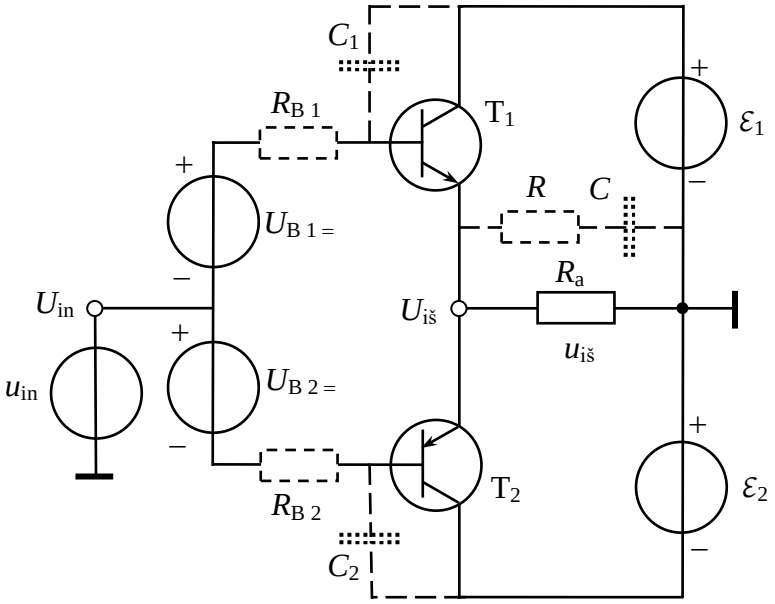
Yra žinoma, kad dvipolis tranzistorius EK schemoje yra linkęs susižadinti – atsiranda vadinamieji parazitiniai aukšto dažnio $\omega > 2\cdot\pi\cdot 10$ MHz virpesiai. Todėl dvitaktės stiprinimo pakopos KEK schema (2.160 pav., a) taip pat yra linkusi susižadinti, ir todėl yra būtina imtis priemonių šiam parazitiniam efektui pašalinti. Priemonės, leidžiančios išvengti parazitinio susižadinimo dvitaktės stiprinimo pakopos KEK schemoje, yra parodytos 2.170 pav.

Iš 2.170 pav. matome, kad viena iš priemonių, leidžiančių panaikinti parazitinį susižadinimą, yra aukštus dažnius (garsinio dažnio signalo stiprintuvuose $f \ge 20$ kHz) šuntuojančios *RC*– grandinės prijungimas lygiagrečiai apkrovai $R_{\rm a}$, arba žemųjų dažnių R_1C_1– filtro įjungimas galios tranzistorių $\rm T_{1,\,2}$ įėjimų – bazių $\rm B_{1,\,2}$ grandinėse, kurių aukštasis ribinis dažnis $f_{\rm r\,a}$ garsinio dažnio signalo stiprintuvuose yra parenkamas iš sąlygos:

$$f_{\rm r\,a} = 1/(2\cdot\pi\cdot R_1\cdot C_1) \le 20\ \text{kHz}. \tag{2.634a}$$

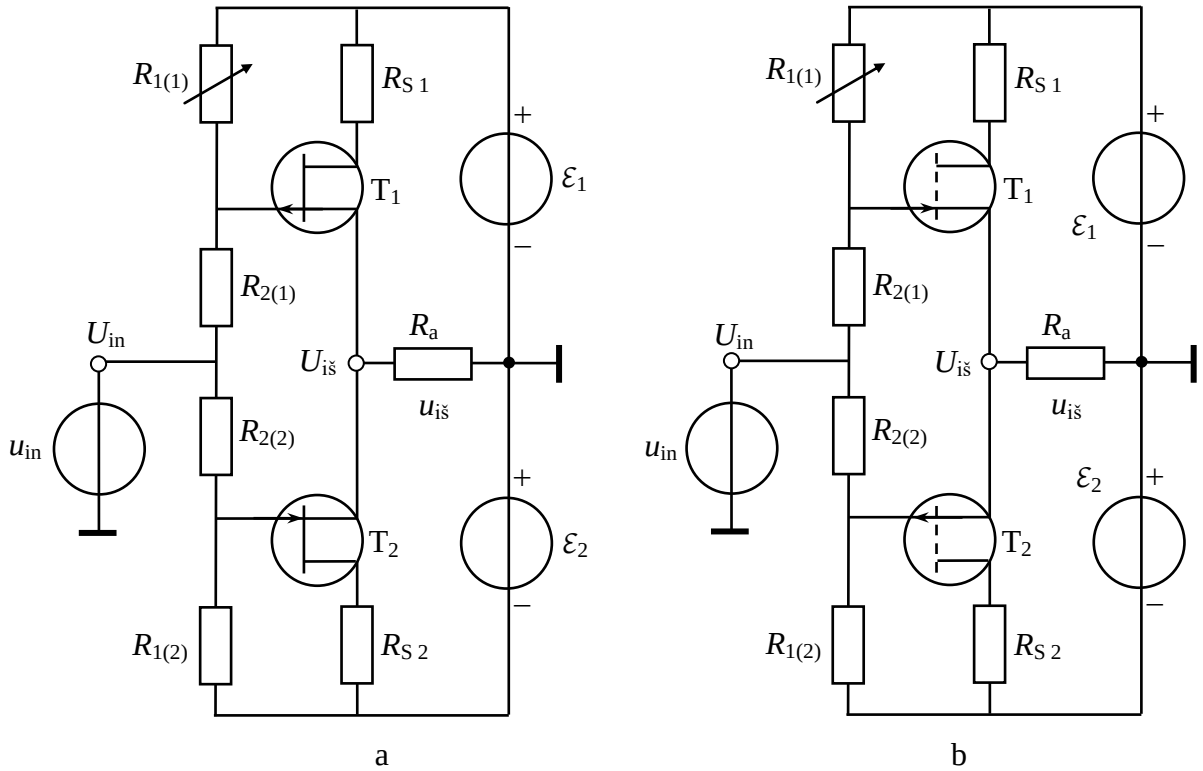
Čia pasakysime, kad aukštuosius dažnius šuntuojančios *RC*– grandinės taikymas dvitaktės galios stiprinimo pakopos išėjime $U_{\rm iš}$ (2.170 pav.) mažina stiprintuvo η, o rezistorių $R_{\rm B\ 1,\ 2}$ įtaka yra gerokai mažesnė dėl santykinai mažų galios tranzistorių $\rm T_{1,\ 2}$ įėjimų – bazių $\rm B_{1,\ 2}$ srovių $I_{\rm B\ 1,\ 2}$ verčių – mikroamperų diapazone.

Akivaizdu, kad galios stiprintuvo schemose 2.158 pav.–170 pav. vietoj dvipolių galios tranzistorių galima taikyti vienpolius galios tranzistorius. Čia, priklausomai nuo kanalo pradinės būsenos – ar jis atidarytas, ar uždarytas, yra parenkama užtūros G pastovioji įtampa $U_{\rm GS\,o}$ taip, kad lauko tranzistoriaus veika atitiktų pasirinktą klasę: A-, B- arba AB- veiką. AB-klasėje veikiančios tipinės dvitaktės galios stiprinimo pakopos su sandūriniais atidarytaisiais



2.170 pav. Dvitaktės galios stiprinimo pakopos principinė elektroninė schema su parazitinį susižadinimą naikinančiomis *RC*– grandinėmis, parodytomis brūkšninėmis linijomis

ir uždarytaisiais p– bei n– kanalų vienpoliais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ yra parodytos 2.171 pav., atitinkamai a ir b.



2.171 pav. AB- klasėje veikiančių dvitakčių galios stiprinimo pakopų principinės elektroninės schemos su sandūriniais atidarytaisiais (a) ir uždarytaisiais (b) atitinkamai p– bei n– kanalų vienpoliais lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$

2.171 pav. parodytų stiprinimo pakopų veika yra analogiška įėjimo U_{in} pastoviojo signalo $U_{in\,=}$ elementariųjų stiprinimo pakopų, parodytų 2.95 pav., veikai.

Čia reikia pasakyti, kad lauko tranzistoriaus perdavimo charakteristika I_D (U_{GS}), pavyzdžiui, I_D (U_{GS}) $\cong I_{D\,max} \cdot (1 - |U_{GS}/U_S|)^2$ (pirmoji d.– (1.281)), yra mažiau netiesinė už

dvipolio tranzistoriaus perdavimo charakteristiką $I_{\rm K}\,(U_{\rm BE}) \cong I_{\rm s\,K\,e}\cdot \exp\,(U_{\rm BE}/\varphi_{\rm T})$ (pirm oji d.– (1.141a)). Todėl akivaizdu, kad AB- klasėje veikiančios dvitaktės galios stiprinimo pakopos su vienpoliais lauko tranzistoriais $\rm T_{1,\,2}$ išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\rm iš}$ netiesiniai iškraipymai $\delta_{\rm Y}$ (2.383) bus mažesni už analogiškose schemose su išėjime $U_{\rm iš}$ dvipoliais galios tranzistoriais. Kita vertus, pasakysime, kad patys mažiausi netiesiniai iškraipymai $\delta_{\rm Y}$ būna dvitaktėse galios stiprinimo pakopose su vakuuminėmis radijo lempomis, nes jų perdavimo charakteristika – anodo A srovės $I_{\rm A}$ priklausomybė nuo valdančiojo tinklelio T įtampos $U_{\rm TK}$ katodo K atžvilgiu yra išreiškiama taip:

$$I_{\rm A}\,(U_{\rm TK}) \cong k\cdot U_{\rm TK}^{\,3/2}, \tag{2.634b}$$

ir iš čia matome, jog šios perdavimo charakteristikos netiesiškumas yra mažesnis už lauko tranzistorių perdavimo charakteristikos $I_{\rm D}\,(U_{\rm GS}) \sim U_{\rm GS}^{\,2}$, nes laipsnio rodiklis $3/2 < 2$.

Todėl garsinio dažnio lempiniai stiprintuvai yra gaminami ir naudojami iki šiol, nes jie turi pakankami didelę paklausą, net ir esant santykinai didelei jų kainai.

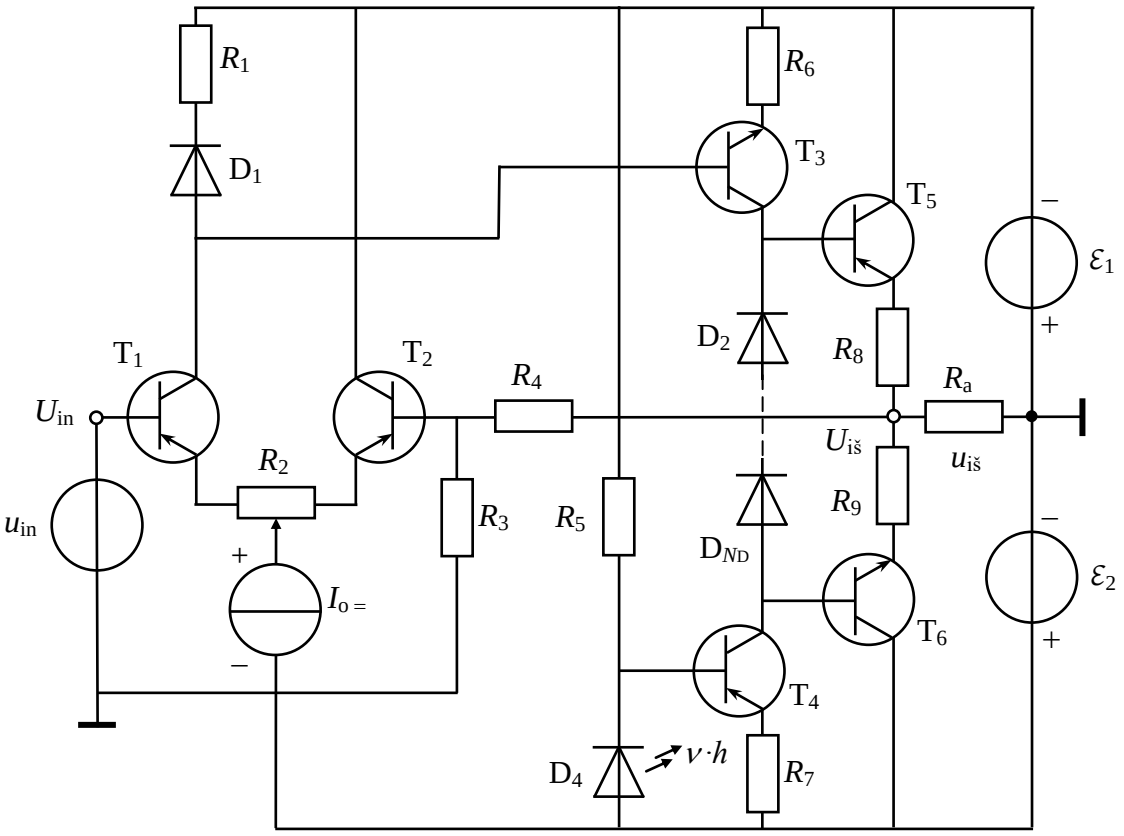
Akivaizdu, kad KEK schemos pagrindu sudaryta dvitakčio galios stiprinimo pakopa nestiprina įėjime $U_{\rm in}$ veikiančios įtampos $U_{in\sim}$ ($\boldsymbol{U}_{\rm in}$), nes KEK schemos įtampos perdavimo koeficientas $K_{\rm u\,dv} \le 1$. Todėl įėjime $U_{\rm in}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ amplitudė $U_{\rm o\ in}$ turi kisti diapazone nuo $+\,\mathcal{E}_{1,\,2}$ iki $-\,\mathcal{E}_{2,\,1}$. Šiuo atveju išėjime $U_{\rm iš}$ yra gaunama didžiausia įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm iš}$ amplitudės $U_{\rm o\ iš}$ vertė $U_{\rm o\ iš\ max} \cong |\mathcal{E}_{1,\,2}|$. Taigi, iš čia darome išvadą, jog dvitakčiame galios stiprintuve yra būtinas priešstiprintuvis, kuris padidintų stiprintuvo įėjimo $U_{\rm in}$ jautrį iki $U_{\rm o\,in\,max} \cong 0{,}15$–$0{,}3$ V. Iš čia taip pat matome, kad priešstiprintuvio įėjiome $U_{\rm in}$ veikiančios įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\rm u\ prš}$ turi turėti minimalią vertę $K_{\rm u\ prš\ min} \ge \{|\mathcal{E}_{1,\,2}|\ [\rm V]\}/\{0{,}15\ [\rm V]\}$, ir iš čia, kai $|\mathcal{E}_{1,\,2}| = 10$– 50 V, randame, kad $K_{\rm u\ prš\ min} \ge 70$–$300$. Ši $K_{\rm u\ prš\ min}$ vertė yra palyginti lengvai gaunama kelių pakopų kaskadinio stiprintuvo atveju. Įvairūs tokių stiprintuvų variantai yra aprašyti 2.1.6 skirsnyje. Čia pasakysime, jog vien tik reikiama koeficiento $K_{\rm u\ prš\ min}$ vertė dar neužtikrina KEK schemos pagrindu sudarytos dvitakčio galios stiprinimo pakopos normalios veikos, nes jos įėjime $U_{\rm in}$ veikianti įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ turi turėti bipolinį – skirtingą poliškumą $\pm\,U_{\rm o\ in}$. Šios problemos vienas iš sprendimo būdų yra parodytas 2.172 pav.

Iš 2.172 pav. matome, kad dvitakčio galios stiprintuvo priešstiprintuvis yra padarytas diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu (2.96 pav.). Iš 2.172 pav. taip pat matome, kad dvitakčio galios stiprintuvo priešstiprintuvis $\rm T_{1,\,2}$ turi neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kuris yra sudarytas iš rezistorinio įtampos daliklio $R_3 \| R_4$. Nesunku parodyti, kad šiuo atveju viso dvitakčio galios stiprintuvo įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\rm u\,dv}$ modulis $K_{\rm u\,dv}$ yra:

$$K_{\rm u\,dv} \cong 1 + R_4/R_3, \tag{2.634c}$$

ir iš čia kyla būtina santykio R_4/R_3 vertė: $R_4/R_3 \ge \{|\mathcal{E}_{1,\,2}|\ [\rm V]\}/\{0{,}15$–$0{,}3\ [\rm V]\}$.

2.172 pav. parodytoje dvitakčio galios stiprintuvo schemoje diodas $\rm D_1$ yra įjungtas siekiant gauti temperatūrinę T veikos stabilizaciją, o būtent, kai $\boldsymbol{U}_{\rm in} = 0$, tai ir $\boldsymbol{U}_{\rm iš}\,(T) \cong 0$. Šis efektas yra gaunamas panaudojant puslaidininkinio diodo $\rm D_1$ neigiamą temperatūrinio įtampos koeficiento $\vartheta_{\rm T}$ vertę: $-\,2$ mV/K (pirmoji d.– (1.29)). Todėl yra kompensuojamas tranzistoriaus $\rm T_3$ bazės $\rm B_3$ įtampos $U_{\rm B\,3}$ teigiamas temperatūrinis koeficientas $[\partial U_{\rm B\,3}/\partial T] > 0$. Tranzistorius $\rm T_4$ su įtampą stabilizuojančiu šviesos diodu $\rm D_4$ veikia pastoviosios srovės šaltinio veikoje ir todėl jo kolektoriaus $\rm K_4$ srovė $I_{\rm K4} = I_{\rm B5\ s,\ B6\ s} \cong$ const, čia $I_{\rm B5\ s,\ B6\ s}$ – galios tranzistorių $\rm T_{5,\,6}$ bazių $\rm B_{5,\,6}$ soties srovės. Įėjime $U_{\rm in}$ veikiančios įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm in}$ santykinai mažas amplitudės pokytis $\Delta U_{\rm o\ in} \approx 100$–$300$ mV komutuoja srovę $I_{\rm o\,=} \cong I_{\rm B3\ s}$ nuo 0 iki $I_{\rm B3\ s}$ – tranzistoriaus $\rm T_3$ bazės $\rm B_3$ soties srovė, ir todėl tranzistorius T3 yra „uždaromas“ arba „atidaromas“, o tai sukuria santykinai didelį įtampos pokytį $\Delta U_{\rm o\,K3} \approx |\mathcal{E}_{1,\,2}|$ jo kolektoriuje $\rm K_3$. Čia taip pat reikia pasakyti, kad rezistorius R_5 gali būti „įžemintas“, ir tai leidžia dukart sumažinti jo varžos vertę. Kita vertus, dvitakčio galios stiprintuvo skirtuminiame priešstiprintuvije $\rm T_1$–$\rm T_2$, vietoj pastoviosios srovės šaltinio $I_{\rm o\,=}$ daugeliu atvejų galima įjungti rezistorių $R_{\rm o} = 2\cdot|\mathcal{E}_{1,\,2}|/I_{\rm o\,=}$, kurio varžos vertės įtaką skirtuminio stiprintuvo veikai parodysime vėliau, nagrinėdami operacinio stiprintuvo elektrines savybes, kurio aprašymas pateiktas



2.172 pav. KEK pakopos pagrindu sudaryto dvitakčio galios stiprintuvo su priešstiprintuviu $T_{1,\ 2}$, sudarytu diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu, principinė elektroninė schema

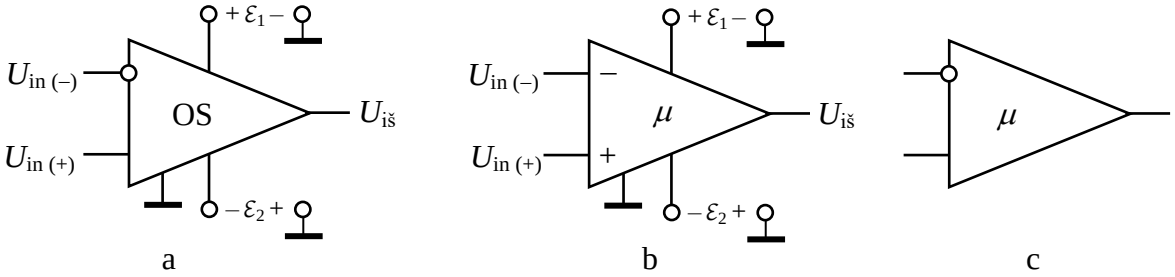
kitame poskyryje. Čia pasakysime, kad 2.172 pav. parodyta dvitakčio galios stiprintuvo schema yra pamatinė operacinio stiprintuvo schema.

Pabaigai pasakysime, kad išnagrinėtų dvitakčių galios stiprintuvų schemose (2.160 pav.–2.172 pav.) apkrovos rezistorius R_a gali būti jungiamas per skiriamąjį kondensatorių $C_{iš}$, kurio vertę apskaičiuojame iš sąlygos $C_{iš} \cdot R_a > (2–5)/f_T$, čia f_T – paskutiniosios pakopos dvipolių arba vienpolių tranzistorių bazės B arba užtūros G srovės I_B arba I_G stiprinimo ribinis dažnis atitinkamose BE arba BI pakopose.

2.1.9. Operacinis stiprintuvas – daugiafunkcinis stiprintuvas

Operacinis stiprintuvas (OS arba μ) – elektroninis įrenginys, kurio pagrindinė paskirtis yra daugiafunkcis taikymas elektronikoje, pavyzdžiui, matematinių veiksmų analoginiuose elektroniniuose įtaisuose atlikimo funkcijai realizuoti – sudėties ir atimties $\sum [\pm F_i(t)]$, daugybos $\prod F_i(t)$, integravimo $\int F(t) \cdot \mathrm{d}\, t$, diferencijavimo $\mathrm{d}\, F/\mathrm{d}\, t$, ir t. t., todėl ir pavadintas *operaciniu stiprintuvu*, kurio daugiafunkcinės elektrinės savybės leidžia jį vadinti ir *daugiafunkciniu stiprintuvu*. Daugiafunkcė OS (μ) savybė yra nulemta jo schemotechninės konstrukcijos – jis *būtinai turi du įėjimus* $U_{in\ (1;\ 2)}$ ir *vieną arba daugiau išėjimų* $U_{iš}$. Čia pasakysime, jog operacinio stiprintuvo du įėjimai $U_{in\ (1;\ 2)}$ *yra būtinai skirtingi – invertuojantis* $U_{in\ (–)}$ ir *neinvertuojantis* $U_{in\ (+)}$, o, pavyzdžiui, stereogarso stiprintuvo du įėjimai $U_{in\ (1;\ 2)}$ yra būtinai vienodi. Kai poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{in}$ veikia OS (μ) invertuojančiame įėjime $U_{in\ (–)}$, tai šiuo atveju OS (μ) išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{iš}$ atžvilgiu poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ fazės φ_{in} yra pasukta $-\pi$ rad (arba -180^o) ($\varphi_{iš} - \varphi_{in} = -\pi \equiv -180^o$). Kai poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{in}$ veikia OS (μ) neinvertuojančiame įėjime $U_{in\ (+)}$, tai šiuo atveju OS (μ) išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė

$\varphi_{\text{iš}} = \varphi_{\text{in}}$ – yra tokia pati, kaip ir poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazė φ_{in}. Taigi, OS (μ) *yra specifinis įrenginys*. Schemotechninis jo žymėjimas yra parodytas 2.173 pav.



2.173 pav. OS (μ) schemotechniniai žymėjimai, čia ir kituose literatūros šaltiniuose vietoj trumpinio OS dažnai yra vartojamas žymuo μ

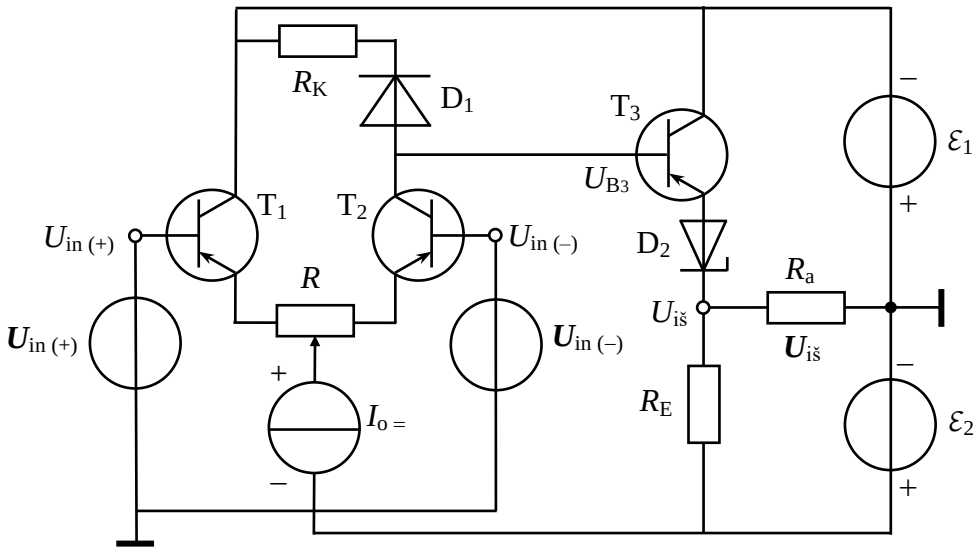
Iš 2.173 pav. matome: OS (μ) invertuojantis įėjimas $U_{\text{in (–)}}$ yra žymimas apskritimu ○ (2.173 pav., a) arba minuso ženklu „–“ (2.173 pav., b), o neinvertuojantis įėjimas $U_{\text{in (+)}}$ – nėra žymimas (2.173 pav., a), arba yra žymimas pliuso ženklu „+“ (2.173 pav., b). Kitas esminis OS (μ) schemotechninės konstrukcijos požymis yra du pastoviosios įtampos maitinimo šaltiniai $\pm\,\mathcal{E}_{(1;\,2)}$, kurie yra jungiami būtinai su priešingu poliškumu. Toks maitinimo įtampos šaltinių $\pm\,\mathcal{E}_{(1;\,2)}$ jungimo būdas leidžia išėjime $U_{\text{iš}}$ „žemės“ atžvilgiu gauti abiejų poliškumų įtampą $\pm\,u_{\text{iš}}(t)$. Dažnai elektroninių grandinių schemose OS (μ) maitinimo įtampų $\pm\,\mathcal{E}_{(1;\,2)}$ grandinių bei „įžeminimas“ nėra rodomi (2.173 pav., c). Dar viena esminė OS (μ) savybė – įėjimuose $U_{\text{in (±)}}$ pastoviojo signalo $\pm\,U_{\text{in}=}$ stiprinimas ir, esant $U_{\text{in}=} = 0$, išėjime $U_{\text{iš}}$ būtinai turi būti $U_{\text{iš}=} \cong 0$, tai atitinka išėjimo įtampos *balanso sąlygą*: $u_{\text{iš}}(t) = 0$. Taip pat OS (μ) turi pasižymėti labai dideliu įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ diferencialiniu stiprinimo koeficientu $\mu_{\text{o}} >> 1$, kartu ir santykinai didelėmis įėjimų $U_{\text{in (±)}}$ varžomis $R_{\text{in (±)}} \Rightarrow \infty$ ir $r_{\text{in (±)}} \Rightarrow \infty$, bei santykinai mažomis išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžomis $R_{\text{iš}} \Rightarrow 0$, ir $r_{\text{iš}} \Rightarrow 0$. Taigi, iš čia išvardytų OS (μ) požymių nesunku suprasti, kad jo elektroninė schema atitinka įėjime U_{in} pastoviojo signalo $U_{\text{in}=}$ stiprintuvus ir konkrečiai skirtuminę (diferencinę) stiprinimo pakopą (2.96 ir 2.97 pav.). Tačiau esminis skirtuminės stiprinimo pakopos trūkumas yra tai, kad jos apkrovos rezistorius R_{a} nėra „įžemintas“ – atitinka diferencinę apkrovą. Šios problemos sprendimas akivaizdžiai kyla iš anksčiau išnagrinėtos KEK pakopos pagrindu sudaryto dvitakčio galios stiprintuvo su priešstiprintuviu, sudarytu diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo pagrindu, principinės elektroninės schemos, parodytos 2.172 pav. Taigi, apibendrinant tai, kas pasakyta, 2.174 pav. yra parodyta pati elementariausia OS (μ) principinė elektroninė schema su vienodo laidumo dvipoliais tranzistoriais $\text{T}_{(1–3)}$.

2.174 pav. parodyto OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ yra panaudota nesimetrinė skirtuminė pakopa T_1–T_2 – pirmoji pakopa, o antroji pakopa T_3 yra pastoviojo signalo $\pm\,U_{\text{in}=}$ elementarioji EK stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi T_3 (2.91 pav., d).

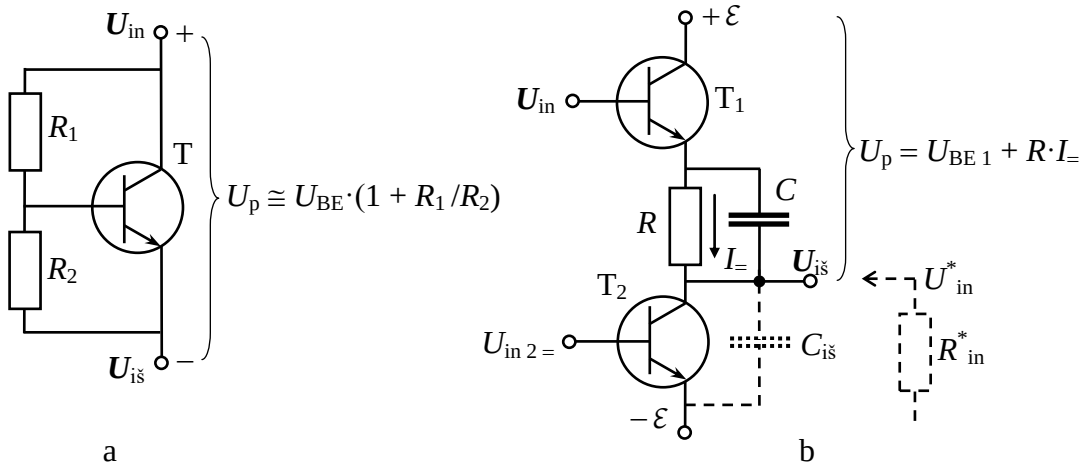
Iš 2.174 pav. matome: apkrovos rezistoriaus R_{a} atžvilgiu tranzistoriaus T_3 bazės B_3 statinis potencialas U_{B3}, kuris yra lygus tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 statiniam potencialui $U_{\text{K2}} \cong \mathcal{E}_1/2 \equiv U_{\text{B3}}$, yra kompensuotas atgaline kryptimi įjungto stabilitrono D_2 stabilizacijos (pastovinimo) įtampos verte $U_{\text{p}\,2} \cong \mathcal{E}_1/2 + U_{\text{BE}\,3}$, nes šis pastoviosios įtampos kompensavimo būdas nesumažina kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ vertės. Tai paaiškinama santykinai maža stabilitrono D_2 diferencialinės varžos verte $r_{\text{d st}} < 100\ \Omega$ griūtinio pramušimo metu (pirmoji d.– (1.64)). Akivaizdu, kad parinkti stabilitroną, turintį reikiamą pastovinimo įtampos U_{p} vertę $U_{\text{p}\,2}$, yra ganėtinai sudėtinga, todėl taikomi kiti pastoviosios įtampos U_{B3} kompensavimo būdai, pavyzdžiui, toks, kuris yra parodytas 2.175 pav.

Iš 2.175 pav., a, matome, kad atsižvelgiant į rezistorių $R_{(1;\,2)}$ varžų santykį R_1/R_2, įtampos postūmio vertė U_{p} gali būti parenkama santykinai plačiame įtampų diapazone:

$$U_{\text{p}} \cong U_{\text{BE}} \cdot (1 + R_1/R_2). \qquad (2.635)$$



2.174 pav. Elementariausia OS (μ) principinė elektroninė schema su vienodo laidumo dvipoliais tranzistoriais $T_{(1–3)}$



2.175 pav. Kiti galimi pastoviosios įtampos $U_{B\,3}$ (2.174 pav.) kompensavimo būdai, nesumažinantys kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in} \rightarrow \boldsymbol{U}_{iš}$ vertės

Išraiška (2.635) taip pat gaunama iš akivaizdžios tapatybės: $U_{BE} \cong U_p\cdot R_2/(R_1 + R_2)$, kai $I_{B=} \cong 0$.

Čia reikia pasakyti, kad 2.175 pav., a, parodyta schema yra vadinama *įtampos* U_{BE} *dauginimo schema*, arba *keičiamos pastovinimo įtampos* U_p *stabilitronu*.

Iš 2.175 pav., b, matome, kad dar kitame pastoviosios įtampos $U_{B\,3}$ kompensavimo variante yra panaudotas pastoviąja įtampa $U_{in\,2=}$ valdomas pastoviosios srovės $I_=$ šaltinis T_2, ir todėl postūmio įtampos vertė U_p taip pat gali būti parenkama santykinai plačiame įtampų diapazone:

$$U_p = U_{BE\,1} + R\cdot I_=. \tag{2.636}$$

Akivaizdu, kad 2.175 pav., b, parodytoje schemoje rezistorius R su išėjimo $U_{iš}$ apkrova – kitos pakopos įėjimo U^*_{in} varža R^*_{in}, kuri yra parodyta brūkšninėmis linijomis, sudaro įtampos daliklį $R_{in}\|R$, ir tai panaikina nepageidaujamą įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ mažėjimą:

$$U_{iš} \cong U_{in}\cdot[R_{in}/(R_{in} + R)], \tag{2.637}$$

ir iš čia matome: kai $R_{in} \Rightarrow \infty$, tai $U_{iš} \Rightarrow U_{in}$.

Dažniausiai kitos pakopos $R^*_{in} << \infty$, todėl kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ atveju sąlygą $U_{iš} \Rightarrow$

$\Rightarrow U_{\text{in}}$ galima pagerinti kompensuotu rezistoriniu įtampos dalikliu (2.42 pav.). Nagrinėjamu atveju kompensuojančios talpos C (2.175 pav., b) vertė yra randama iš kompensavimo sąlygos (2.137):

$$C = C_{\text{iš}} \cdot (R_{\text{in}} \| R_{\text{KE 2}})/R \cong C_{\text{iš}} \cdot R_{\text{in}}/R, \tag{2.638}$$

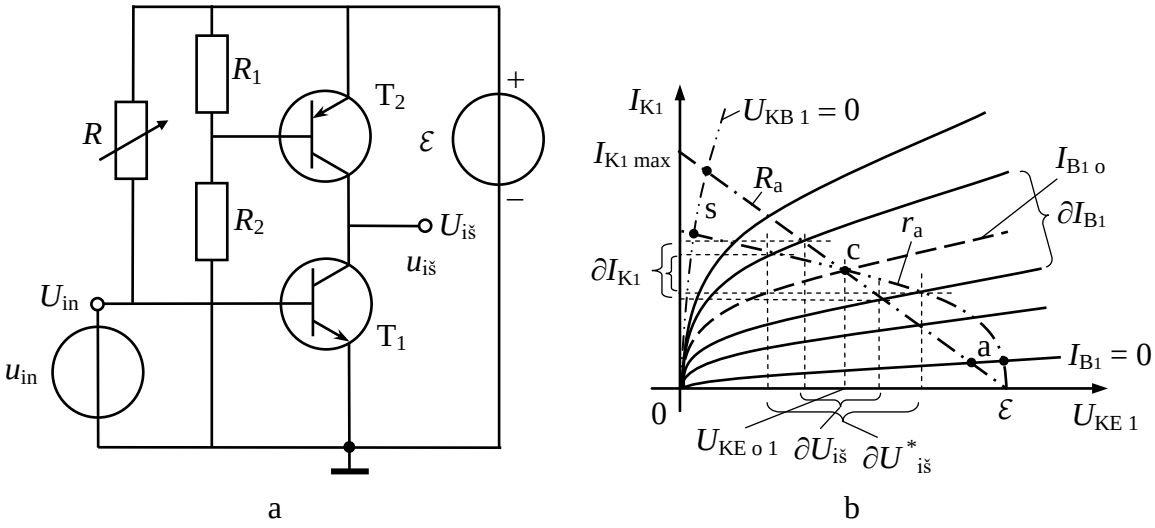
čia: $C_{\text{iš}}$ – išėjimo $U_{\text{iš}}$ talpos vertė; $R_{\text{KE e 2}}$ – tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 ir emiterio E_2 varža pastoviajai srovei (pirmoji d.– (1.155)).

Iš (2.325) yra gaunama elementariausio OS (μ) (2.174 pav.) įėjimo $U_{\text{in (±)}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ parafazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in p}} = \boldsymbol{U}_{\text{in (+)}} - \boldsymbol{U}_{\text{in (–)}}$ atveju diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ žemadažnė ($\omega \Rightarrow 0$) vertė:

$$\mu_{\text{o}} = \alpha_{\text{o 2}} \cdot I_{\text{o =}} \cdot R_{\text{K}}/(4 \cdot \varphi_{\text{T}}), \tag{2.639}$$

ir iš čia, kai $\alpha_{\text{o 2}} \cong 1$, $I_{\text{o =}} = 1$ mA, $\varphi_{\text{T}} \cong 26$ mV ir $R_{\text{K}} = 10$ kΩ, gauname $\mu_{\text{o}} \approx 100$.

Iš (2.639) kyla esminis elementariausio OS (μ) (2.174 pav.) μ_{o} vertės didinimo būdas – *kiek tik įmanoma didinti varžos R_{K} vertę*, nes pastoviosios srovės $I_{\text{o =}}$ didinimo būdas nėra priimtinas dėl būtinybės mažinti energetines sąnaudas. Kita vertus, akivaizdu, jog didinant varžos R_{K} vertę, kai $I_{\text{o =}} = \text{const}$, būtina tiek pat kartų didinti maitinimo įtampos šaltinio $\mathcal{E}_1$ vertę, o tai taip pat yra nepriimtina. Todėl šiai problemai spręsti yra taikomas *dinaminės* (*aktyviosios*) *apkrovos* principas, kurio esmė matyti iš 2.175 pav. pateiktos BE stiprinimo pakopos T_1, kurios dinaminė apkrova T_2, principinės elektroninės schemos (2.175 pav., a) ir jos išėjimo VACh (2.175 pav., b).



a b

2.175 pav. BE stiprinimo pakopos T_1, kurios dinaminė apkrova T_2, principinė elektroninė schema (a) ir jos išėjimo VACh (b)

Iš 2.175 pav., b, matome: į BE schemą įjungto n–p–n tranzistoriaus T_1 apkrova taip pat yra į BE schemą įjungto p–n–p tranzistoriaus T_2 išėjimo varža $R_{\text{KE e 2}}$ (pirmoji d.– (1.155)). Ši varža tranzistoriaus T_1 išėjimo VACh sudaro dinaminės apkrovos kreivę r_{a}, kuri skiriasi nuo apkrovos tiesės R_{a}, kai tranzistoriaus T_1 apkrova yra pastoviosios varžos rezistorius $R_{\text{a}} = \text{const}$. Dinaminė apkrovos kreivė r_{a} (2.175 pav., b) atitinka tranzistoriaus T_2 išėjimo VACh šaką $I_{\text{K2}}(U_{\text{KE 2}})$ (2.175 pav. nėra parodyta), esant $I_{\text{B2 o}} = \text{const}$, kurios vertė yra nustatoma rezistoriniu įtampos dalikliu $R_1 \| R_2$. Nagrinėjamu atveju tranzistorių T_1 ir T_2 atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ atitinkamos pastoviosios srovės $I_{\text{B1 o}}$ ir $I_{\text{B2 o}}$ yra parinktos taip, kad jų veikos taškai yra taške c (2.175 pav., b). Dinaminės apkrovos r_{a} kreivės I_{K1} ($U_{\text{KE 1}}$) veikos taško c aplinkoje tranzistoriaus T_2 diferencialinė išėjimo varžą $r_{\text{KE e 2}}$ (pirmoji d.– (1.152)) yra didesnė už ominę varžą $R_{\text{KE e 2}}$ pastoviajai srovei, ir tai lemia didesnį įtampos stiprinimą, kai yra įjungtas tranzistorius T_1, nes, įėjime U_{in} esant tam pačiam įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ pokyčiui ∂U_{in}, o kartu ir bazės B_1 srovės I_{B1} pokyčiui ∂I_{B1}, išėjime $U_{\text{iš}}$ yra gaunamas didesnis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$

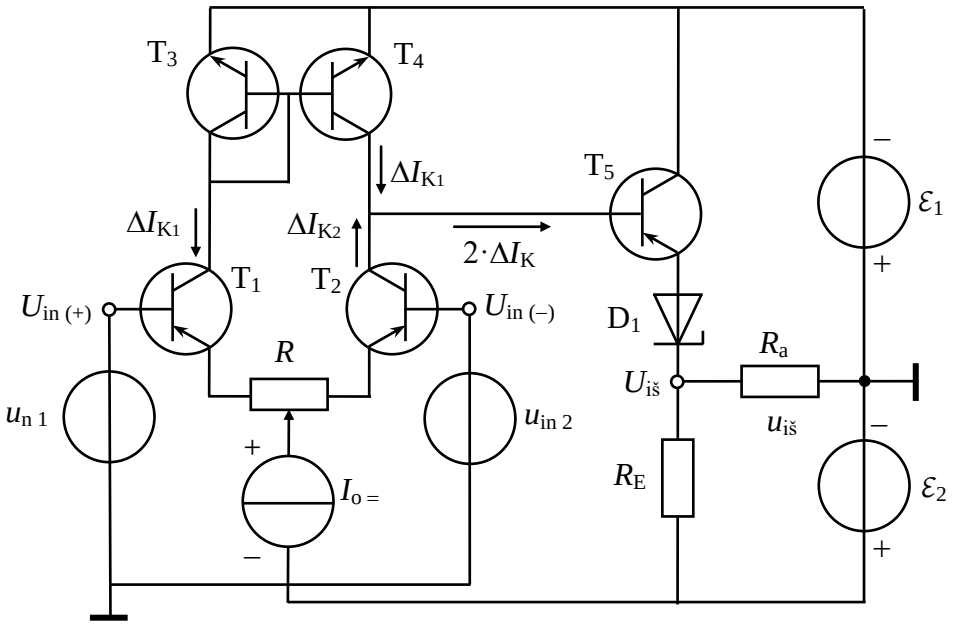
pokytis $\partial U^*_{\text{iš}} > \partial U_{\text{iš}}$. Taigi, iš (pirmoji d.– (1.162)) galima parašyti BE stiprinimo pakopos, kurios dinaminė apkrova r_{a}, diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K^*_{\text{u e}}$ išraišką:

$$K^*_{\text{u e}} = \partial U^*_{\text{iš}} / \partial U_{\text{in}} = S_1 \cdot r_{\text{KE e 2}} \cdot \mathcal{E}^2 / (I_{\text{K1}} \cdot R_{\text{KE e 2}} + \mathcal{E})^2 \approx S_1 \cdot r_{\text{KE e 2}}, \quad (2.640)$$

čia: $S_1 = I_{\text{K1}} / \varphi_{\text{T}}$ – tranzistoriaus T_1 diferencialinis statumas (pirmoji d.– (1.146)).

Iš (pirmoji d.– (1.152)) ir (2.640) apskaičiuojame, kai $\alpha_{\text{o}} = 0{,}98$; $\alpha_{\text{o i}} = 0{,}5$; $\varphi_{\text{T}} = 25{,}5$ mV; $I_{\text{K1}} = 1$ mA ir $U_{\text{KE 2}} = 0{,}3$ V, tranzistoriaus T_2 diferencialinę išėjimo varžą $r_{\text{KE e 2}} = 129 \cdot 10^3\ \Omega$, ir iš čia gauname: $K^*_{\text{u e}} \approx 5 \cdot 10^3$. Ši vertė yra daug daugiau už $K_{\text{u e}} \approx 10^2$, kuri yra gaunama esant pastoviajai apkrovai $R_{\text{a}} = \text{const}$ (pirmoji d.– 1.63 pav., b). Čia pasakysime, jog šio metodo – *dinaminės apkrovos* r_{a} *taikymo esminis trūkumas* yra signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ santykinai didesni netiesiniai iškraipymai dėl netiesinės dinaminės apkrovos r_{a} varžos. Tačiau labai didelis OS (μ) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\mu >> 1$ leidžia taikyti santykinai stiprų neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, ir todėl taikant OS (μ) yra gaunamas santykinai mažas signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ iškraipymų koeficientas δ_{Υ} (2.383).

Dinaminės apkrovos r_{a} taikymo principas OS (μ) schemoje, kurios įėjime $U_{\text{in (±)}}$ yra nesimetrinė skirtuminė pakopa T_1–T_2, o išėjime $U_{\text{iš}}$ yra pastoviojo signalo $U_{=}$ elementarioji EK stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi T_5 (2.91 pav., d), yra parodytas 2.176 pav.



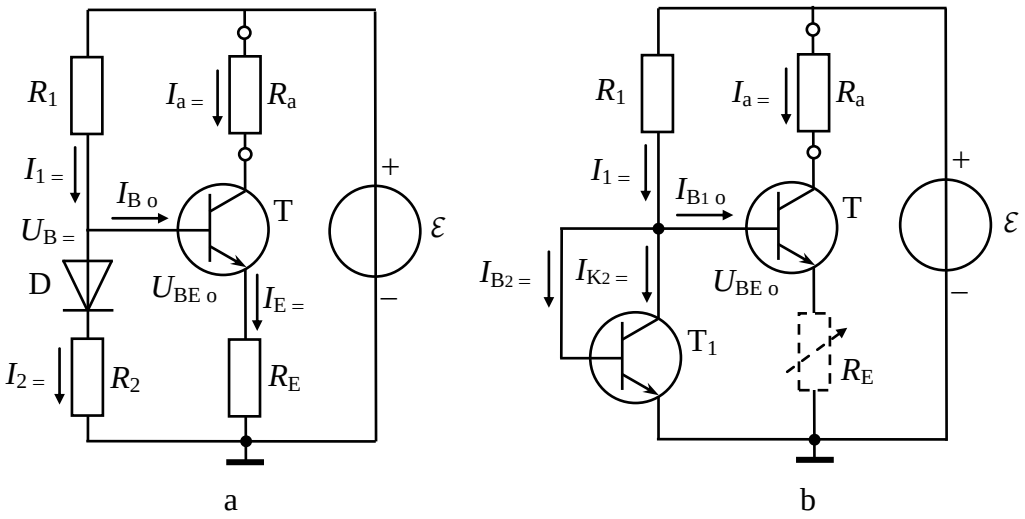
2.176 pav. OS (μ) principinė elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais T_1–T_5, kai dinamine apkrova T_3–T_4 yra sudaryta nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje T_1–T_2

Iš 2.176 pav. matome: nesimetrinio skirtuminio stiprintuvo pakopos T_1–T_2 tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ dinaminė apkrova r_{a} yra sudaryta iš srovės atspindžio (atkartojimo) schemos T_3–T_4, kurios veikimo principas yra parodytas 2.177 pav.

Reikia pasakyti, kad 2.177 pav. parodytos elektroninės grandinės literatūroje yra vadinamos *srovės atspindžio* (*atkartojimo*) *schema*.

Iš 2.177 pav., a, matome: srovės atspindžio schema iš esmės yra BE stiprinimo pakopa su T, kurio veikos taškas $\{I_{\text{K o}}, U_{\text{KE o}}\}$ yra nustatomas įtampos dalikliu, sudarytu iš nuosekliai sujungtų rezistorių R_1 bei R_2, ir diodo D. Diodas D kartu su į tranzistoriaus T emiterio E grandinę įjungtu rezistoriumi R_{E} lemia labai gerą tranzistoriaus T veikos taško $\{U_{\text{BE o}}, I_{\text{B o}}\}$ temperatūrinę T stabilizaciją, ir todėl pastovioji srovė $I_{\text{a}=}$ apkrovoje R_{a} faktiškai nepriklauso nuo temperatūros T svyravimų $\pm \Delta T$. Todėl iš 2.177 pav., a, galima parašyti:

$$I_{\text{a}=} \cong I_{\text{E}=} = (U_{\text{B}=} - U_{\text{BE o}})/R_{\text{E}} = (U_{\text{D}=} + I_{2=} \cdot R_2 - U_{\text{BE o}})/R_{\text{E}} \approx I_{1=} \cdot (R_2 / R_{\text{E}}), \quad (2.641)$$



2.177 pav. Srovės atspindžio (atkartojimo) schema, kai T veikos taško $\{I_{\mathrm{K\,o}}, U_{\mathrm{KE\,o}}\}$ temperatūrinę T stabilizaciją lemia diodas D (a) arba tranzistorius T_1 (b)

čia priimta, kad diodo D įtampa $U_{\mathrm{D}=} \cong U_{\mathrm{BE\,o}}$ ir $I_{1=} \cong I_{2=}$, kai $\beta_{\mathrm{o}} >> 1$.

Iš gautos išraiškos (2.641) matome: srovė $I_{\mathrm{a}=}$ yra tiesiog proporcinga srovės $I_{1=}$ vertei $I_{1=} \cong \mathcal{E}/(R_1 + R_2)$, ir todėl ši grandinė yra vadinama „*srovės atspindžio schema*“. Kita vertus, iš (2.641) matome, kad „srovės atspindys“ yra tuo tikslesnis, kuo geriau yra realizuota sąlyga: $U_{\mathrm{D}=} \cong U_{\mathrm{BE\,o}}$. Todėl integriniuose grandynuose ši sąlyga tiksliausiai yra realizuojama tada, kai vietoj diodo D yra naudojamas papildomas tranzistorius T_1, kurio parametrai maksimaliai identiški tranzistoriaus T elektriniams parametrams (2.177 pav., b). Tai realizuojama, kai puslaidininkiniame luste šie tranzistoriai T ir T_1 yra šalia vienas kito. Šiuo atveju iš 2.177 pav., b, galima parašyti:

$$I_{1=} = I_{\mathrm{B1\,o}} + I_{\mathrm{B2}=} + I_{\mathrm{K2}=} = I_{\mathrm{B1\,o}} + I_{\mathrm{B2}=} + \beta_{\mathrm{o}\,2} \cdot I_{\mathrm{B2}=}, \quad I_{\mathrm{a}=} = \beta_{\mathrm{o}\,1} \cdot I_{\mathrm{B1}=}, \tag{2.642}$$

ir iš čia gauname:

$$I_{\mathrm{a}=} = [\beta_{\mathrm{o}}/(\beta_{\mathrm{o}} + 2)] \cdot I_{1=} \cong I_{1=}, \tag{2.643}$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $I_{\mathrm{B1}=} \cong I_{\mathrm{B2}=}$ ir $\beta_{\mathrm{o}\,1} \cong \beta_{\mathrm{o}\,2} = \beta_{\mathrm{o}} >> 1$.

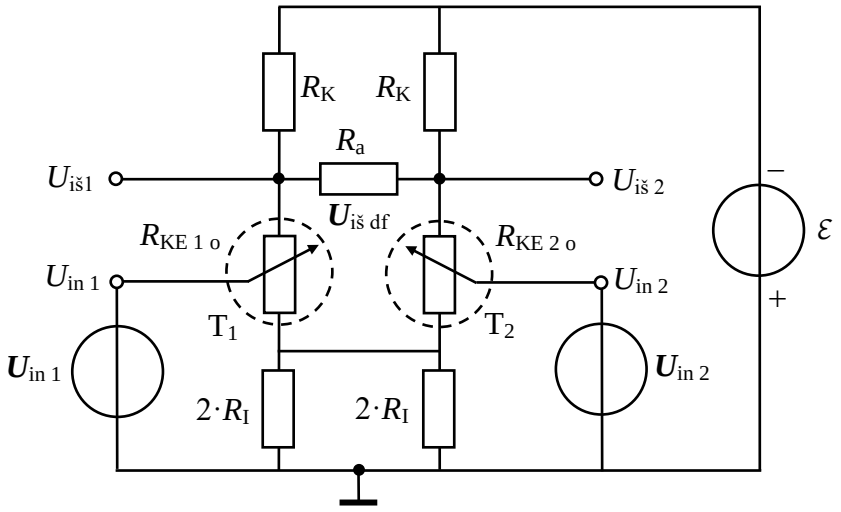
Iš gautos išraiškos (2.643) matome: esant identiškiems tranzistoriams T ir T_1, nebūtinas rezistorius R_{E} (2.177 pav., b). Kai „srovės atspindžio (atkartojimo) schema“ yra daroma su diskretiniais elementais, tai tranzistorių T ir T_1 neidentiškumą galima kompensuoti įjungus keičiamos varžos rezistorių R_{E} – potenciometrą, tai 2.177 pav., b, yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Taigi, 2.176 pav. parodyta OS (μ) elektroninė schema, kurios nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje T_1–T_2 yra įjungta dinaminė apkrova T_4 ir „srovės atspindžio schema“ T_3–T_4, veikia taip.

Kai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1,\ 2}} = 0$, tai, esant subalansuotai schemai: $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}} \cong 0$, tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\ 2}$ atitikamų kolektorių $\mathrm{K}_{1,\ 2}$ srovės $I_{\mathrm{K1,\ 2}}$ yra lygios, pavyzdžiui, $I_{\mathrm{K1}} = I_{\mathrm{K2}} = I_{\mathrm{o}=}/2$. Kai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1,\ 2}} \neq 0$ ir įėjimuose $U_{\mathrm{in}\,(\pm)}$ signalų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1,\ 2}}$ poveikis yra parafazinis (skirtuminis), o būtent: $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ p}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 2}} = (+U_{\mathrm{in}\,(+)}) - (-U_{\mathrm{in}\,(-)}) = 2 \cdot |U_{\mathrm{o\ in}}|$, čia $U_{\mathrm{o\ in}} = |\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1,\ 2}}|$. Esant šiems įtampų $U_{\mathrm{in}\,(\pm)}$ poliškumams ir didėjant $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ 1,\ 2}}$, tranzistorius T_1 „užsidarinėja“ ir jo kolektoriaus srovė $I_{\mathrm{K1}=} \cong I_{\mathrm{o}=}/2 - \Delta I_{\mathrm{K1}}$ – sumažėja dydžiu $-\Delta I_{\mathrm{K1}}$, o tranzistorius T_2 „atsidarinėja“ ir jo kolektoriaus srovė $I_{\mathrm{K2}=} \cong I_{\mathrm{o}=}/2 + \Delta I_{\mathrm{K1}}$ – padidėja dydžiu $+\Delta I_{\mathrm{K2}}$, ir tuo pat metu galioja lygybė: $|-\Delta I_{\mathrm{K1}}| \equiv \equiv +\Delta I_{\mathrm{K2}} = \Delta I_{\mathrm{K}}$ (2.176 pav. pokyčių $\pm\Delta I_{\mathrm{K\,2,\,1}}$ kryptys yra parodytos atitinkamomis rodyklėmis). Taigi, dėl „srovės atspindžio schemos“ T_3–T_4 veikimo srovės I_{K1} pokytis $-\Delta I_{\mathrm{K1}}$ yra perduodamas į tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 grandinę, kur tuo pat metu turime ir priešingos krypties pokytį $+\Delta I_{\mathrm{K2}}$. Akivaizdu, kad srovių $I_{\mathrm{K\ 1,\ 2}}$ pokyčiai $\pm\Delta I_{\mathrm{K\ 2,\ 1}}$ yra sumuojami tranzistoriaus T_5 bazėje B_5, ir todėl turime bazės B_5 srovės $I_{\mathrm{B5}=}$ pokytį $\Delta I_{\mathrm{B5}} = 2 \cdot \Delta I_{\mathrm{K}}$. Taigi parodėme, kad OS (μ) schemoje, kurios nesimetrinėje skirtuminėje pakopoje

T_1–T_2 yra įjungta dinaminė apkrova T_4 ir „srovės atspindžio schema“ T_3–T_4, yra gaunamas diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $T_{1,\,2}$ kolektorių srovių $I_{K\,1,\,2}$ pokyčių $\pm\,\Delta\,I_K$ sumavimas nesimetriniame šios pakopos išėjime $U^*_{iš}$ – tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 apkrovoje R^*_a – tranzistoriaus T_5 bazėje B_5, kai tranzistorius T_5 yra įjungtas į EK ar į BE schemą, arba jo emiteryje E_5, kai tranzistorius T_5 yra įjungtas į BB schemą. Čia pasakysime, kad šis diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $T_{(1;\,2)}$ kolektorių srovių $I_{K\,(1;\,2)}$ pokyčių $\pm\,\Delta\,I_K$ sumavimo nesimetriniame išėjime $U^*_{iš}$ – T_2 kolektoriuje K_2 realizavimo būdas gerokai sumažina įėjimų $U_{in\,(\pm)}$ signalų $\boldsymbol{U}_{in\,(1;\,2)}$ sinfazinį poveikį $\boldsymbol{U}_{in\,s} = \boldsymbol{U}_{in\,1} = \boldsymbol{U}_{in\,2}$ išėjimo $U^*_{iš}$ signalui $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ nesimetriniame išėjime $U^*_{iš}$ – K_2. Šiuo atveju tranzistorių $T_{1,\,2}$ kolektorių srovių $I_{K\,(1;\,2)}$ pokyčių $\Delta\,I_{K\,(1;\,2)}$ kryptys yra vienodos, ir todėl sumavimo metu turime $\Delta\,I_{B5} \cong 0$, ir iš čia viso įrenginio – OS (μ) išėjime $U_{iš}$ – apkrovoje R_a gauname $\boldsymbol{U}_{iš} \cong 0$ (2.176 pav.). Kita vertus, anksčiau nagrinėdami diferencinę stiprinimo pakopą (2.96 pav.) esame parodę, jog sinfazinis poveikis $\boldsymbol{U}_{in\,s}$ yra stipriai slopinamas, kai srovės šaltinis $I_{o\,=}$ tranzistorių $T_{(1;\,2)}$ emiterių $E_{1,\,2}$ grandinėje tenkina idealaus srovės šaltinio sąlygą $I_{o\,=} = \text{const}$, o tai atitinka šio šaltinio vidaus varžą $R_i = \infty$. Kai ši sąlyga nėra tenkinama, tai, esant sinfaziniam poveikiui $U_{o\,in\,s} > 0$, srovė $I_{o\,=} \neq \text{const}$, nes $R_i < \infty$, ir šiuo atveju diferencinės pakopos $T_{(1;\,2)}$ išėjimuose $U_{iš\,(1;\,2)}$ turėsime $U_{o\,iš\,(1;\,2)} \neq 0$ – nebus sinfazinio poveikio $U_{o\,in\,s} > 0$ slopinimo. Tačiau ir šiuo atveju simetrinės diferencinės pakopos (2.96 pav.) diferencinio išėjimo $U_{iš\,df}$ skirtuminė įtampa $\boldsymbol{U}_{iš\,df} = \boldsymbol{U}_{iš\,1} - \boldsymbol{U}_{iš\,2} \approx 0$, nes tenkinama sąlyga $\boldsymbol{U}_{iš\,1} \approx \boldsymbol{U}_{iš\,2}$. Situacija keičiasi, kai turime nesimetrinę diferencinę pakopą, kuri yra panaudota OS (μ) principinės elektroninės schemos įėjime $U_{in\,(\pm)}$ – T_1–T_2 (2.174 pav.), nes šiuo atveju sinfazinis poveikis $U_{o\,in\,s} > 0$ nėra slopinamas ir tai blogina OS (μ) savybes. Taigi, sinfazinio poveikio $U_{o\,in\,s} > 0$ atveju yra pasitelkiamas diferencinės pakopos (2.96 pav.) įėjimo $U_{in\,(1;\,2)}$ sinfazinės įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,s} = \boldsymbol{U}_{in\,(1;\,2)}$ perdavimo diferencialinis koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\,s}$:

$$\boldsymbol{K}_{u\,s} = \boldsymbol{U}_{iš\,(1;\,2)} / \boldsymbol{U}_{in\,(1;\,2)} = \partial U_{iš\,(1;\,2)} / \partial U_{in\,(1;\,2)}. \qquad (2.644)$$

Diferencinės pakopos (2.96 pav.) išėjimuose $U_{iš\,(1;\,2)}$ įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\,(1;\,2)}$ pokytį $\partial U_{iš\,(1;\,2)}$ galima išreikšti pasitelkus *simetrinės diferencinės pakopos ekvivalentinę grandinę*, kuri yra parodyta 2.178 pav.



2.178 pav. Simetrinės diferencinės stiprinimo pakopos (2.96 pav.) ekvivalentinė grandinė

Iš 2.178 pav. parodytos grandinės matome: išėjimuose $U_{iš\,(1;\,2)}$ įtampų $\boldsymbol{U}_{iš\,(1;\,2)}$ pokyčius $\partial U_{iš\,1,\,2}$ galima apskaičiuoti taip:

$$U_{iš\,o\,(1;\,2)} = \mathcal{E}{\cdot}(2{\cdot}R_I + R_{KE\,(1;\,2)\,o})/(R_K + 2{\cdot}R_I + R_{KE\,(1;\,2)\,o}), \qquad (2.645)$$

ir iš čia:

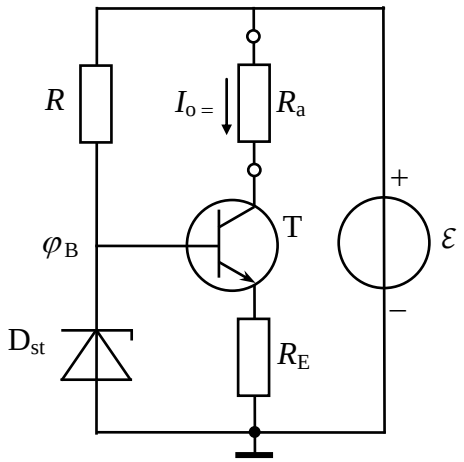
$$\partial U_{iš\,(1;\,2)} / \partial\, R_{KE\,(1;\,2)} = \mathcal{E}{\cdot}R_K / (R_K + 2{\cdot}\,R_I + R_{KE\,(1;\,2)\,o})^{\,2},$$

ir iš čia galutinai gauname:

$$\partial U_{\text{iš (1; 2)}} = [\mathcal{E}\cdot R_{\text{K}}/(R_{\text{K}} + 2\cdot R_{\text{I}} + R_{\text{KE (1; 2) o}})^2]\cdot\partial R_{\text{KE (1; 2)}}, \qquad (2.646)$$

čia: $R_{\text{KE (1; 2) o}}$ – tranzistorių $\text{T}_{(1;\,2)}$ kolektoriaus ir emiterio varža pastoviajai srovei pradiniame veikos taške ($I_{\text{K (1; 2) o}}$, $U_{\text{KE (1; 2) o}}$} balanso atveju, kai $|U_{\text{iš 1}} - U_{\text{iš 2}}| = 0$; $\partial R_{\text{KE (1; 2)}}$ – sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ signalo $\partial U_{\text{in (1; 2)}}$ sukeltas varžos $R_{\text{KE (1; 2) o}}$ pokytis; R_{I} – srovės $I_{\text{o =}}$ šaltinį realizuojančio rezistoriaus varža.

Iš (2.646) matome, kad, esant neidealiam srovės šaltiniui $I_{\text{o =}} \neq$ const, kurio vidaus varža $R_{\text{i}} \equiv R_{\text{I}} < \infty$, sinfazinio poveikio $U_{\text{o in s}} > 0$ metu $\partial U_{\text{iš (1; 2)}} \neq 0$, Kai $R_{\text{i}} \equiv R_{\text{I}} \Rightarrow \infty$, sinfazinio poveikio $U_{\text{o in s}} > 0$ metu $\partial U_{\text{iš (1; 2)}} \Rightarrow 0$, ir todėl turime diferencinę stiprinimo pakopą su idealiu srovės šaltiniu $I_{\text{o =}}$ = const emiterių $\text{E}_{(1;\,2)}$ grandinėje (2.96 pav.), kurios $\boldsymbol{K}_{\text{u s}} \Rightarrow 0$ (2.644). Kita vertus, iš (2.646) taip pat matome: kai $R_{\text{K}} \Rightarrow \infty$, tai $\partial U_{\text{iš (1; 2)}} \Rightarrow 0$ ir kartu $\boldsymbol{K}_{\text{u s}} \Rightarrow 0$ – turime papildomą sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in s}} = \boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$ slopinimą. Taigi parodėme, jog OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ – pirmojoje pakopoje T_1–T_2 pageidautina turėti diferencinę stiprinimo pakopą, kurios tranzistorių $\text{T}_{(1;\,2)}$ kolektorių $\text{K}_{(1;\,2)}$ grandinėse būtų įjungtos didelės vertės varžos $R_{\text{K (1; 2)}}$ ir kartu kuo didesnės vidaus varžos $R_{\text{i}} \Rightarrow \infty$ srovės šaltinis $I_{\text{o =}}$ šios pakopos tranzistorių $\text{T}_{(1;\,2)}$ emiterių $\text{E}_{(1;\,2)}$ grandinėse. Nesimetrinės diferencinės pakopos atveju didelės vertės varžą R_{K2} realizuoja dinaminė apkrova (2.176 pav. – T_4), o didelės vidaus varžos $R_{\text{i}} \Rightarrow \infty$ srovės $I_{\text{o =}}$ šaltinis yra realizuojamas analogiškai „srovės atspindžio schemai“ (2.177 pav.). Čia reikia pasakyti, kad „srovės atspindžio schema“ srovės šaltinio $I_{\text{o =}}$ veikoje turi geresnius parametrus, kai į tranzistoriaus T (2.177 pav., a) bazės B ir emiterio E grandinę yra įjungtas stabilitronas D_{st}, tai yra parodyta 2.179 pav., nes šiuo atveju bazės B potencialas φ_{B} labai mažai priklauso nuo įtampos U_{KE} svyravimų tranzistoriaus T kolektoriuje K ir emiteryje E, ir tai lemia tranzistoriaus T veiką, maksimaliai artimą esančiai BB schemoje, o tai ir sudaro *srovės šaltino bazinę* (*pamatinę*) *principinę elektroninę schemą*.



2.179 pav. Srovės šaltino $I_{\text{o =}}$ bazinė (pamatinė) principinė elektroninė schema

Iš 2.179 pav. matome, kad srovės šaltinio generuojama pastovioji srovė $I_{\text{o =}}$ yra apskaičiuojama taip:

$$I_{\text{o =}} = (U_{\text{p}} - U_{\text{BE o}})/R_{\text{E}}, \qquad (2.647)$$

čia: U_{p} – stabilitrono D_{st} pastovinimo įtampa; $U_{\text{BE o}} \approx 0{,}4$ V (Ge), 0,7 V (Si) ir 1 V (GaAs).

Akivaizdu, kad 2.179 pav. parodyto bazinio srovės šaltinio $I_{\text{o =}}$ vidaus varža R_{i} pastoviajai srovei yra $R_{\text{i}} = R_{\text{KE o}} + R_{\text{E}}$, čia varža $R_{\text{KE o}}$ yra įtampos $U_{\text{BE o}}$ funkcija ir savo verte atitinka kolektoriaus K ir emiterio E varžą $R_{\text{KE e}}$ BE schemoje (pirmoji d.– (1.155)):

$$R_{\text{KE o}} = |U_{\text{KE o}}|/[I_{\text{s K e}}\cdot\exp(U_{\text{BE o}}/\varphi_{\text{T}})]. \qquad (2.647a)$$

Iš (2.647a) matome, kad $R_{\text{KE o}}$ kinta nuo santykinai didelės vertės $R_{\text{KE o}}$ = (1–100) MΩ, kai $U_{\text{BE o}} \approx 0$, iki labai mažų verčių $R_{\text{KE o}} = 10$–10^{-2} Ω, kai $U_{\text{BE o}} \approx U_{\text{BE s}}$ – soties įtampa, kuriai

esant tranzistoriaus T veikos taškas $\{U_{\mathrm{BE\,o}}, I_{\mathrm{B\,o}}\}$ yra soties srityje – arti taško s (2.175 pav., b). Kita vertus, ir kintamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ (1;\ 2)}}$ atveju OS (μ) shemoje labai svarbu diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $\mathrm{T}_{(1;\,2)}$ emiterių $\mathrm{E}_{(1;\,2)}$ grandinėje turėti srovės $I_{\mathrm{o}=}$ šaltinį, kurio parametrai kuo labiau atitiktų idealų srovės šaltinį – $R_{\mathrm{i}} \Rightarrow \infty$. Ši sąlyga kaip tik ir yra gerai realizuojama srovės šaltinio $I_{\mathrm{o}=}$ bazinėje schemoje (2.179 pav.), nes jos išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ – tranzistoriaus T kolektoriaus K diferencialinė vidaus varža $r_{\mathrm{i\,K}}$ yra artima BB schemoje įjungto tranzistoriaus kolektoriaus K ir bazės B diferencialinei varžai $r_{\mathrm{KB\,b}}$ (pirmoji d.–(1.128)):

$$r_{\mathrm{i\,K}} \approx \varphi_{\mathrm{T}} \cdot \exp\left(U_{\mathrm{KE}}/\varphi_{\mathrm{T}}\right)/[(1 - \alpha_{\mathrm{o}} \cdot \alpha_{\mathrm{o\,i}}) \cdot I_{\mathrm{s\,K}}]. \qquad (2.647a)$$

Iš (2.647a) matome, kad bazinio srovės $I_{\mathrm{o}=}$ šaltinio (2.179 pav.) diferencialinė vidaus varža $r_{\mathrm{i\,K}} >$ (1–10) MΩ, kai įtampa $U_{\mathrm{KE}} \geq$ 0,1–2 V. Akivaizdu, jog tokius parametrus pasiekti su varžiniu rezistoriumi R_{I}, įjungtu į diferencinės stiprinimo pakopos tranzistorių $\mathrm{T}_{(1;\,2)}$ emiterių $\mathrm{E}_{(1;\,2)}$ grandinę, neįmanoma. Be to, srovės šaltinio $I_{\mathrm{o}=}$ rezistorinis ekvivalentas R_{I} turi esminį trūkumą – didelius energetinius nuostolius šilumos pavidalu $Q = R_{\mathrm{I}} \cdot I^{2}_{\mathrm{o}=}$.

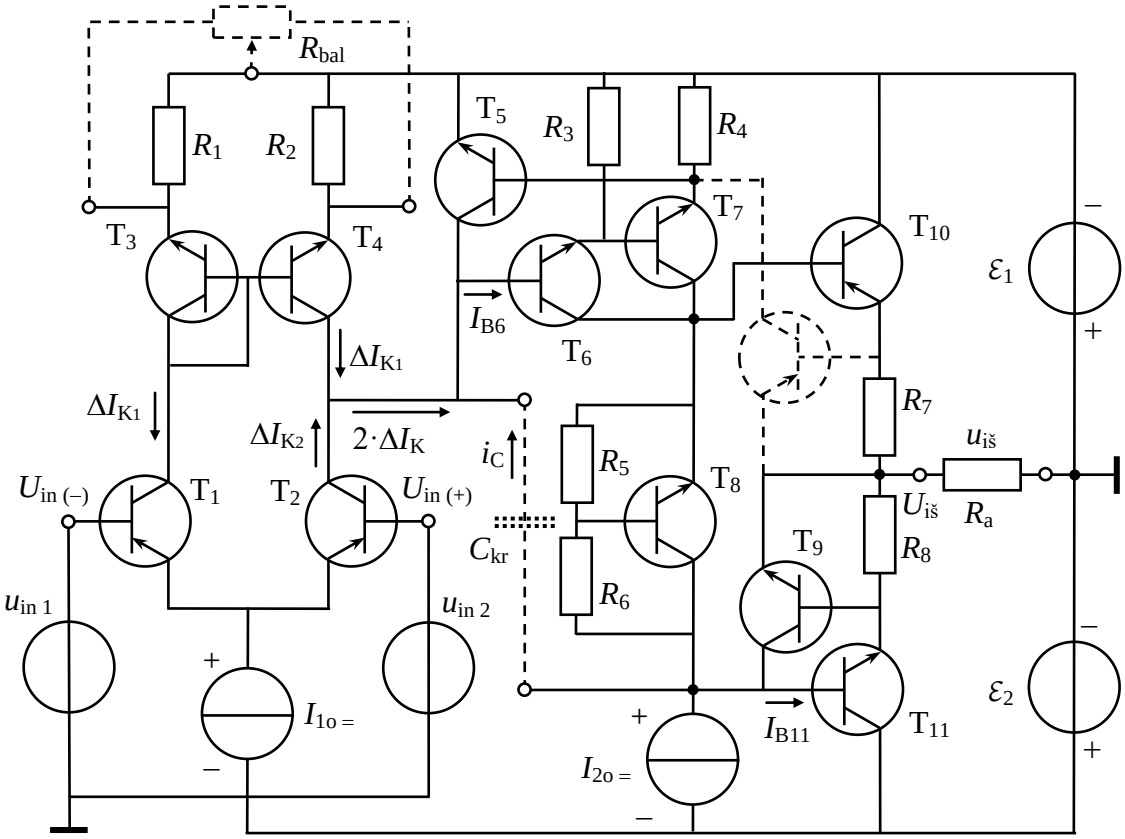
Sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,s}}$ slopinimas diferenciniame stiprintuve, kartu ir OS (μ), yra nusakomas sinfazinio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,s}}$ slopinimo koeficientu ζ_{s}:

$$\zeta_{\mathrm{s}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,a}}/\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,s}} = \boldsymbol{\mu}/\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,s}}, \qquad (2.648)$$

čia $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,a}}$ (2.326) ir $\boldsymbol{\mu}$ (2.639) – atitinkamai skirtuminio stiprintuvo diferencinės išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\ df}}$ stiprinimo koeficientas ir jam analogiškas OS (μ) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas.

Akivaizdu, kad idealiu atveju $\zeta_{\mathrm{s}} \Rightarrow \infty$.

Klasikinės OS (μ) principinės elektroninės schemos, kurioje yra panaudoti esminiai elektrinių parametrų gerinimo principai, supaprastintas variantas yra parodytas 2.180 pav.



2.180 pav. Klasikinė OS (μ) principinė elektroninė schema su dvipoliais tranzistoriais T_1–T_{11} – mikroschema μA741 (Fairchild Semiconductor (JAV))

2.180 pav. parodyto OS (μ) schema yra integrinio lusto pavidalo – mikroschema μA741, kurią nuo 1968 m. gamina bendrovė Fairchild Semiconductor (JAV) ir visos kitos pagrindinės puslaidininkinių įtaisų ir mikroschemų gamybos bendrovės. Iš 2.180 pav. pateiktos schemos matome, kad šiame OS (μ) pirmoji stiprinimo pakopa T_1–T_4 – įėjimas $U_{\text{in }(\pm)}$ yra padarytas kaip nesimetrinė skirtuminė pakopa T_1–T_2, kurioje tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 dinaminė apkrova T_4, ir kartu yra panaudota „srovės atspindinčio schema“ T_3–T_4. Šios pirmosios stiprinimo pakopos T_1–T_4 diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{\text{u }1} \approx 150$. Antroji stiprinimo pakopa T_5–T_8 yra padaryta su Darlingtono tranzistoriumi T_6–T_7 įjungtu į BE grandinę, kurios diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{\text{u }2} \approx 350$, o OS ($\mu$) schemos išėjimas $U_{\text{iš}}$ – trečioji pakopa T_{10}–T_{11} yra padaryta KEK pakopos pagrindu, kurios diferencialinis įtampos perdavimo koeficientas $K_{\text{u }3} \approx 1$. Taigi, nagrinėjamo OS (μ) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\mu = K_{\text{u }1} \cdot K_{\text{u }2} \cdot K_{\text{u }3} \approx 52500$. Šiame OS ($\mu$) yra galimybė išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ nulinę vertę nustatyti (balansuoti) išoriniu balansavimo kintamuoju rezistoriumi – potenciometru R_{bal}, kurio jungimo grandinė 2.180 pav. parodyta brūkšninėmis linijomis. Taip pat yra numatyta galimybė koreguoti diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ dažninę charakteristiką $\mu\,(\omega)$ su išoriškai prijungiamu korekcijos kondensatoriumi C_{kr}, kurio jungimo grandinė 2.180 pav. taip pat parodyta brūkšninėmis linijomis. Koregavimo kondensatorius C_{kr} gali būti įmontuotas ir mikroschemos korpuso viduje, kaip hibridinio montažo elementas. Tranzistorius T_8 bei rezistoriai R_5 ir R_6 sudaro įtampos postūmio – kompensavimo schemą (2.175 pav., a), kurios postūmio įtampa $U_{\text{p}} \approx 1{,}12$ V (2.635) nulemia KEK pakopos T_{10}–T_{11} B- klasės veiką. Tranzistorius T_9 apsaugo tranzistorių T_{11} nuo trumpojo jungimo išėjime $U_{\text{iš}}$, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow 0$, nes, padidėjus išėjimo $U_{\text{iš}}$ srovei $I_{\text{iš}} > I_{\text{iš max}}$, atitinkamai padidėjusi įtampa U_{R8} rezistoriuje R_8 „atidaro“ tranzistorių T_9, ir todėl sumažėja tranzistoriaus T_{11} bazės srovė $I_{\text{B }11} = I_{\text{B11 o}} - \Delta I_{\text{B}}$, nes jis yra „pridaromas“. Analogiškai veikia ir tranzistorius T_5, kuris apsaugo Darlingtono tranzistorių T_6–T_7 nuo trumpojo jungimo išėjime $U_{\text{iš}}$, nes, padidėjus išėjimo $U_{\text{iš}}$ srovei $I_{\text{iš}} > I_{\text{iš max}}$, atitinkamai padidėjusi įtampa U_{R4} rezistoriuje R_4 „atidaro“ tranzistorių T_5, ir todėl sumažėja tranzistoriaus T_6 bazės srovė $I_{\text{B6}} = I_{\text{B6 o}} - \Delta I_{\text{B}}$ – jis taip pat yra „pridaromas“, kartu yra „pridaromi“ Darlingtono tranzistorius T_6–T_7 ir tranzistorius T_{10}. Kituose mikroschemos μA741 variantuose tranzistoriaus T_{10} trumpojo jungimo apsauga (2.180 pav. apsaugos tranzistorius yra parodytas brūkšninėmis linijomis) yra padaryta analogiškai tranzistoriui T_{11}. Iš 2.180 pav. matome, kad koregavimo kondensatorius $C_{\text{kr}} \approx 30$ pF sudaro neigiamąjį grįžtamąjį ryšį aukštųjų dažnių srityje, kai $f \geq 1$ MHz, nes juo tekanti srovė i_{C} yra priešinga srovės pokyčio ($2 \cdot \Delta I_{\text{K}}$) krypčiai tranzistoriaus T_6 bazėje, ir tai lemia diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ modulio $\mu\,(\omega)$ mažėjimą aukštųjų dažnių srityje. Ši korekcija operaciniuose stiprintuvuose yra būtina siekiant išvengti parazitinio susižadinimo dėl labai didelės $\mu\,(\omega)$ žemadažnės ($\omega \Rightarrow 0$) vertės $\mu_{\text{o}} = 10^4$–$10^8 >> 1$.

Operacinio stiprintuvo (OS (μ)) *pagrindiniai parametrai* yra šie:

$r_{\text{in p}} = \partial U_{\text{in p}} / \partial I_{\text{in p}}$ – diferencialinė įėjimo varža skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $\Delta \boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ atveju;

$R_{\text{in p}} = U_{\text{in p}} / I_{\text{in p}}$ – įėjimo varža pastoviajai srovei skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ atveju;

$r_{\text{in s}} = \partial U_{\text{in s}} / \partial I_{\text{in s}}$ – diferencialinė įėjimo varža sinfazinės įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ atveju;

$R_{\text{in s}} = U_{\text{in s}} / I_{\text{in s}}$ – įėjimo varža pastoviajai srovei sinfazinės įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ atveju;

$r_{\text{iš}} = \partial U_{\text{iš}} / \partial I_{\text{iš}}$ – diferencialinė išėjimo varža;

$R_{\text{iš}} = U_{\text{iš}} / I_{\text{iš}}$ – išėjimo varža pastoviajai srovei;

$\boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}} / \boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ – diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ atveju ir dažniausiai yra pateikiama žemadažnė vertė μ_{o}, kai $f \Rightarrow 0$;

$\boldsymbol{K}_{\text{u s}} = \partial U_{\text{iš 1, 2}} / \partial U_{\text{in s}}$ – sinfazinės įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ perdavimo diferencialinis

koeficientas;

$\boldsymbol{\zeta}_{\mathrm{s}} = \boldsymbol{\mu}/\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,s}}$ – sinfazinio įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\,s}}$ slopinimo koeficientas;

$I_{\mathrm{in\ (+),\ (-)}}$ – atitinkamai neinvertuojančio ($U_{\mathrm{in\ (+)}}$) ir invertuojančio ($U_{\mathrm{in\ (-)}}$) įėjimo pastovioji srovė, esant įžemintiems įėjimams;

$\Delta I_{\mathrm{in}} = |I_{\mathrm{in\ (+)}} - I_{\mathrm{in\ (-)}}|$ – pastovioji skirtuminė įėjimų srovė, esant trumpajam jungimui tarp įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$;

$\Delta I_{\mathrm{in\ 0}}$ – skirtuminė nulio poslinkio pastovioji srovė įėjimuose $U_{\mathrm{in\ (\pm)}}$, kuriai esant OS (μ) išėjimo įtampa $|U_{\mathrm{iš}}| \cong 0$;

$\pm U_{\mathrm{in\ p\ 0}}$ – skirtuminė nulio poslinkio pastovioji įtampa tarp įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$, kuriai esant OS (μ) išėjimo įtampa $|U_{\mathrm{iš}}| \cong 0$;

$\vartheta_{\mathrm{oT}} = \Delta U_{\mathrm{in\ p\ 0}}/\Delta T$ – skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$ temperatūrinio dreifo faktorius;

$\vartheta_{\mathrm{o\ t}} = \Delta U_{\mathrm{in\ p\ 0}}/\Delta t$ – skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$ laiko t dreifo faktorius;

$\vartheta_{\mathrm{o}\,\varepsilon} = \Delta U_{\mathrm{in\ p\ 0}}/\Delta\mathcal{E}$ – skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos tarp įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$ maitinimo įtampų $\pm\,\mathcal{E}_{(1;\,2)}$ suminės vertės $|\mathcal{E}_1| + |\mathcal{E}_2|$ dreifo faktorius;

$\pm\mathcal{E}$ – simetrinės maitinimo įtampos vertė, kai $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_2$;

$\pm U_{\mathrm{iš\ max}}$ – išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ didžiausios pastoviosios vertės;

$\pm I_{\mathrm{iš\ max}}$ – išėjimo srovės $\boldsymbol{I}_{\mathrm{iš}}$ didžiausios pastoviosios vertės;

$R_{\mathrm{a\ min}}$ – apkrovos varžos minimali (mažiausioji) vertė išėjime $U_{\mathrm{iš}}$;

$I_{\varepsilon\ \mathrm{o}}$ – „tylos“ pastovioji srovė, kuri yra vartojama iš maitinimo įtampos šaltinių $\pm\mathcal{E}_{(1;\,2)}$, kai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ p}} = 0$.

f_{μ} – aukštasis ribinis dažnis, atitinkantis praleidžiamų (stiprinamų) įėjimo $U_{\mathrm{in\ (\pm)}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ p}}$ dažnių juostą Δf_{μ};

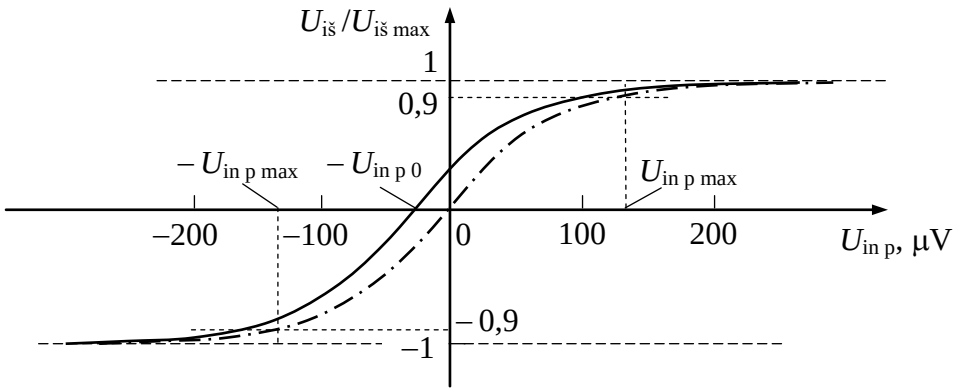
$f_{\mu\,\mathrm{T}}$ – vienetinio stiprinimo (ribinis) dažnis, kuriam esant $\mu(f)|_{f=f_{\mu\,\mathrm{T}}} \cong 1$;

$C_{\mathrm{in\ (+),\ (-)}}$ – atitinkamai įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$ talpa „žemės“ atžvilgiu;

$C_{\mathrm{in\ (\pm)}}$ – atitinkamai įėjimų $U_{\mathrm{in\ (+)}}$ ir $U_{\mathrm{in\ (-)}}$ tarpusavio talpa;

$\vartheta_{\mathrm{u/t}} = \partial U_{\mathrm{iš}}/\partial t$ – išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ didėjimo (mažėjimo, kritimo) spartos faktorius, esant parafaziniam vienetiniam įtampos šuoliui $U_{\mathrm{in\ p}} = U_{\mathrm{in\ p\ o}} \cdot 1(t)$ OS (μ) įėjimuose $U_{\mathrm{in\ (\pm)}}$;

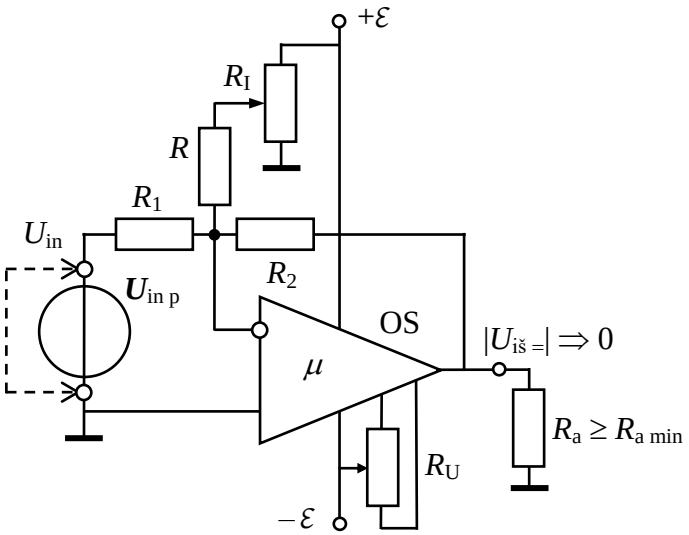
Tipinė OS (μ) skirtuminės (parafazinės) įėjimo $U_{\mathrm{in\ (\pm)}}$ įtampos $U_{\mathrm{in\ p}}$ perdavimo charakteristika $U_{\mathrm{iš}}(U_{\mathrm{in\ p}})$ yra parodyta 2.181 pav.



2.181 pav. Tipinė OS (μ) skirtuminės (parafazinės) įėjimo $U_{\mathrm{in\ (\pm)}}$ įtampos $U_{\mathrm{in\ p}}$ perdavimo charakteristika $U_{\mathrm{iš}}$ ($U_{\mathrm{in\ p}}$), kai OS (μ) nėra subalansuotas – $U_{\mathrm{iš\ =}} \neq 0$ (ištisinė kreivė), ir kai yra tenkinama balanso sąlyga: $U_{\mathrm{iš\ =}} \cong 0$ ($U_{\mathrm{in\ p}} = U_{\mathrm{in\ p\ 0}}$) (brūkšninė-taškinė kreivė)

Iš 2.181 pav. matome: bendru atveju, kai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in\ p}} = 0$, OS ($\mu$) išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ pastovioji

įtampa $U_{\text{iš}\,=} \neq 0$ (2.181 pav. – ištisinė kreivė), ir todėl yra būtina *balansuoti operacinį stiprintuvą*, dėl kurio poveikio yra pasiekiama sąlyga $|\pm U_{\text{iš}\,=}| \cong 0$. OS ($\mu$) gali būti subalansuotas įvairiais būdais, pavyzdžiui, specialiai tam tikslui prijungiamu potenciometru R_{bal} taip, kaip tai parodyta 2.180 pav. mikroschemos μA741 atveju. Kitais atvejais balansavimo potenciometras R_{bal} prie mikroschemos gali būti prijungiamas tik dviem kontaktais – kaip keičiamos varžos rezistorius. Čia pasakysime, kad OS (μ) balansavimas tik išoriškai prijungiamu potenciometru R_{bal} nėra pakankamas, nes, be skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos $\pm U_{\text{in}\,0}$ tarp įėjimų $U_{\text{in}\,(+)}$ ir $U_{\text{in}\,(-)}$, balansavimo sąlygą veikia ir skirtuminė nulio poslinkio pastovioji srovė $\Delta I_{\text{in}\,0}$ šiuose įėjimuose $U_{\text{in}\,(\pm)}$. Taigi, geras OS (μ) balansavimas yra pasiekiamas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais – įtampos U_{bal} ir srovės I_{bal}, kurių vienas galimų sprendimų yra parodytas 2.182 pav. invertuojančio įtampos stiprintuvo atveju.



2.182 pav. OS (μ) balansavimas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais: įtampos (R_{U}) ir srovės (R_{I}) – vienas galimų sprendimų invertuojančio įtampos stiprintuvo atveju

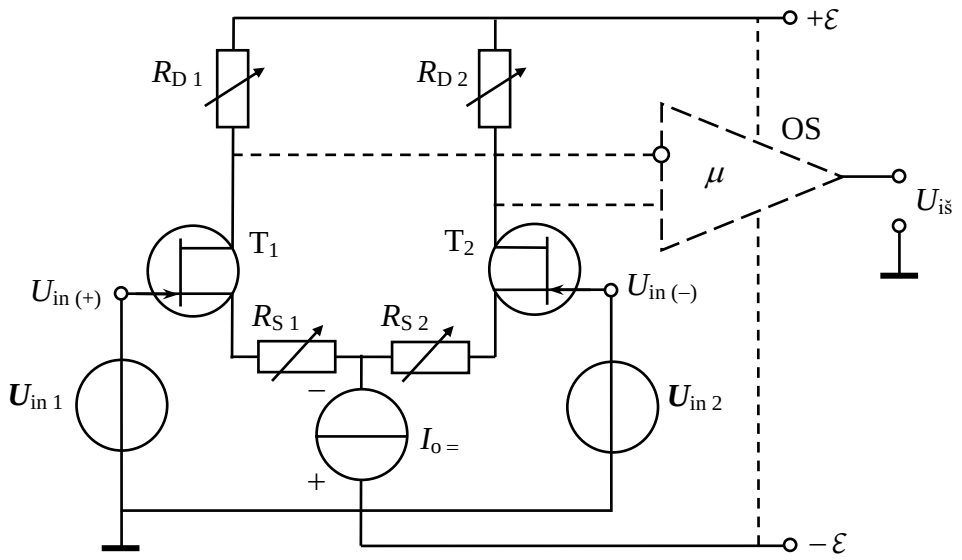
Iš 1.282 pav. matome, kad geras OS (μ) balansavimas yra pasiekiamas dviem etapais:

1 – esant trumpajam jungimui įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$, kai $\boldsymbol{U}_{\text{in p}} = 0$ (įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ yra įjungiamas trumpiklis, kuris yra parodytas brūkšnine linija), potenciometru R_{U} yra nustatoma sąlyga $|U_{\text{iš}\,=}| \cong 0$, kai įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ pastoviosios įtampos $U_{\text{in p}\,=}$ parafazinis stiprinimo koeficientas $K_{\text{U p}}$ yra pakankamai didelis – $K_{\text{U p}} \geq 100$, o apkrovos varža $R_{\text{a}} \geq R_{\text{a min}}$;

2 – esant nutrauktai įėjimo $U_{\text{in}\,(-)}$ grandinei, kai $R_1 = \infty$, arba įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ įtampos šaltinis $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ yra atjungtas, potenciometru R_{I} yra pakartotinai nustatoma sąlyga $|U_{\text{iš}\,=}| \cong 0$.

Akivaizdu, jog, analogiškai diferencialinėms stiprinimo pakopoms (2.110 pav., b), OS (μ) schemose taip pat yra naudojami vienpoliai tranzistoriai, kurie dažniausiai yra jungiami pirmojoje diferencialinėje stiprinimo pakopoje T_1–T_2 taip, kaip tai parodyta 2.183 pav.

Iš 2.183 pav. matome: OS (μ) principinėje elektroninėje schemoje su sandūriniais atidarytaisiais n– kanalo vienpoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ įėjime $U_{\text{in}\,(\pm)}$, yra taip pat numatytas balansavimas dviem nepriklausomais reguliavimo laipsniais – keičiamos varžos rezistoriais $R_{\text{S}\,1,\,2}$ yra nustatoma išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ balanso sąlyga: $|U_{\text{iš}\,=}| \cong 0$, o rezistoriais $R_{\text{D}\,(1;\,2)}$ yra nustatoma temperatūrinio dreifo faktoriaus sąlyga: $\vartheta_{\text{oT}} = \Delta U_{\text{in}\,0}\,/\Delta T \cong 0$. Čia reikia pasakyti, kad lauko tranzistorių pamatinio parametro – užtūros G slenkstinės įtampos U_{s} vertės yra labai išbarstytos: > 100 %, ir tai apsunkina vienpolių tranzistorių taikymą OS (μ) pirmoje – diferencinėje stiprinimo pakopoje T_1–T_2. Tačiau labai didelė įėjimo $U_{\text{in}\,(\pm)}$ varža $R_{\text{in p, s}}$ pastoviajai srovei – $R_{\text{in p, s}} \geq 10^{12}$ Ω, ir santykinai mažesni triukšmai atperka visus lauko tranzistorių trūkumus, ir šie tranzistoriai yra taikomi specialiosios paskirties OS (μ).



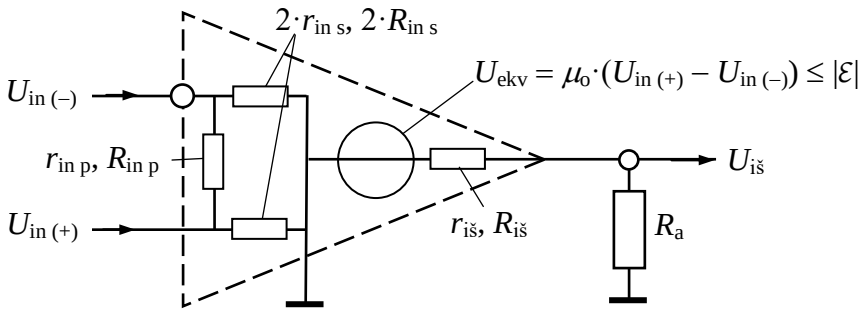
2.183 pav. OS (μ) elektroninė schema su sandūriniais atidarytaisiais n– kanalo vienpoliais tranzistoriais $T_{(1;\,2)}$ įėjime $U_{in\,(\pm)}$ – diferencialinėje stiprinimo pakopoje, čia brūkšninėmis linijomis yra parodytas OS (μ) su dvipoliais tranzistoriais

Akivaizdu, kad, atlikus OS (μ) balansavimą ($|U_{iš\,=}| \cong 0$), vis tik lieka skirtuminės nulio poslinkio pastoviosios įtampos $\pm U_{in\,0}$ vertės nuokrypių $\pm \Delta U_{in\,0}$, kurių atsiranda dėl galimų temperatūros T bei maitinimo įtampos $\pm \mathcal{E}$ atitinkamų verčių pokyčių ΔT ir $\Delta \mathcal{E}$, ir kartu nuo laiko t. Tai galima išreikšti taip:

$$\Delta U_{in\,0}(T;\,\mathcal{E};\,t) = \pm \vartheta_{oT} \cdot \Delta T \pm \vartheta_{o\,\varepsilon} \cdot \Delta \mathcal{E} \pm \vartheta_{u/t} \cdot \partial t. \qquad (2.649)$$

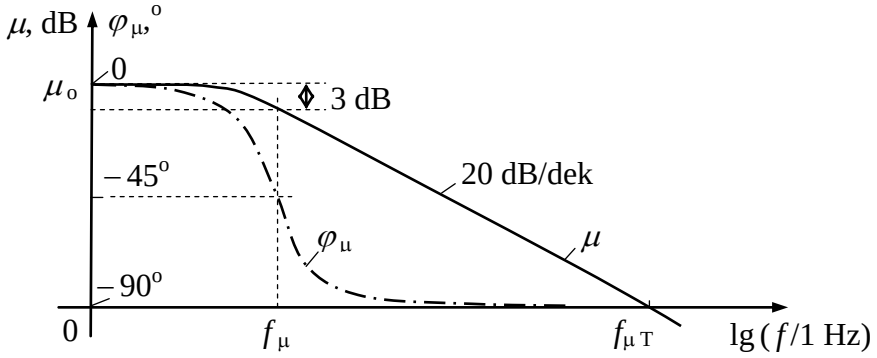
Išraiškoje (2.649) atitinkamų koeficientų ϑ_{oT}, $\vartheta_{o\,\varepsilon}$ ir $\vartheta_{u/t}$ vertės gali kisti intervaluose: $\vartheta_{oT} = \pm(3\text{–}10)$ μV/K^o; $\vartheta_{o\,\varepsilon} = \pm(10\text{–}100)$ μV/V; $\vartheta_{u/t} = \pm(3\text{–}10)$ μV/mėn.

OS (μ) įėjimo $U_{in\,(\pm)}$ varža $R_{in\,p}$ pastoviajai srovei skirtuminės (parafazinės) įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,p}$ atveju yra santykinai didelė – $R_{in\,p}$ = (0,1–2) MΩ – su dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\,2}$ įėjimuose $U_{in\,(\pm)}$, ir $R_{in\,p}$ = (0,1–2) GΩ – su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ įėjimuose $U_{in\,(\pm)}$. OS (μ) įėjimo $U_{in\,(\pm)}$ diferencialinė varža $r_{in\,p}$ yra dar didesnė ir siekia iki kelių gigaomų. OS (μ) įėjimo $U_{in\,(\pm)}$ varža $R_{in\,s}$ pastoviajai srovei ir diferencialinė varža $r_{in\,s}$ sinfazinės įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{in\,s} = \boldsymbol{U}_{in\,(+)} = \boldsymbol{U}_{in\,(-)}$ atveju yra didesnės atitinkamai už $R_{in\,p}$ ir $r_{in\,p}$. OS (μ) išėjimo $U_{iš}$ varža $R_{iš}$ pastoviajai srovei ir diferencialinė varža $r_{iš}$ kintamajai srovei yra santykinai mažos – iki 10–200 Ω, ir visada $r_{iš} < R_{iš}$. Visos šios varžos gali būti atvaizduotos *operacinio stiprintuvo ekvivalentinėje grandinėje* taip, kaip tai yra parodyta 2.184 pav.



2.184 pav. OS (μ) ekvivalentinė elektroninė schema žemųjų dažnių ($\omega \Rightarrow 0$) diapazone

Įėjime $U_{\text{in}\,(\pm)}$ poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ praleidžiamų (stiprinamų) dažnių juosta Δf_{μ}, bei vienetinio stiprinimo (ribinis) dažnis $f_{\mu\,\text{T}}$, kuriam esant $\mu(f)|_{f=f_{\mu\,\text{T}}} \cong 1$, yra randami iš OS ($\mu$) dažninės charakteristikos $\mu(f)$, kurios tipinis pavidalas yra parodytas 2.185 pav.



2.185 pav. Tipinės OS (μ) dažninė $\mu(f)$ (ištisinė kreivė) ir fazinė $\varphi_{\mu}(f)$ (brūkšninė-taškinė kreivė) charakteristikos

Iš 2.185 pav. matome, jog pateikta $\mu(f)$ dažninė $f = \omega/(2\cdot\pi)$ priklausomybė atitinka aproksimacinę išraišką:

$$\boldsymbol{\mu}(f) = \mu_{\text{o}}/(1 + \text{j}\cdot f/f_{\mu}). \tag{2.650}$$

Iš (2.650) yra gaunamos OS (μ) dažninė $\mu(f)$ ir fazinė $\varphi_{\mu}(f)$ charakteristikos:

$$\mu(f) = \mu_{\text{o}}/[1 + (f/f_{\mu})^2]^{1/2}, \quad \varphi_{\mu}(f) = -\,\text{arctg}\,(f/f_{\mu}), \tag{2.651}$$

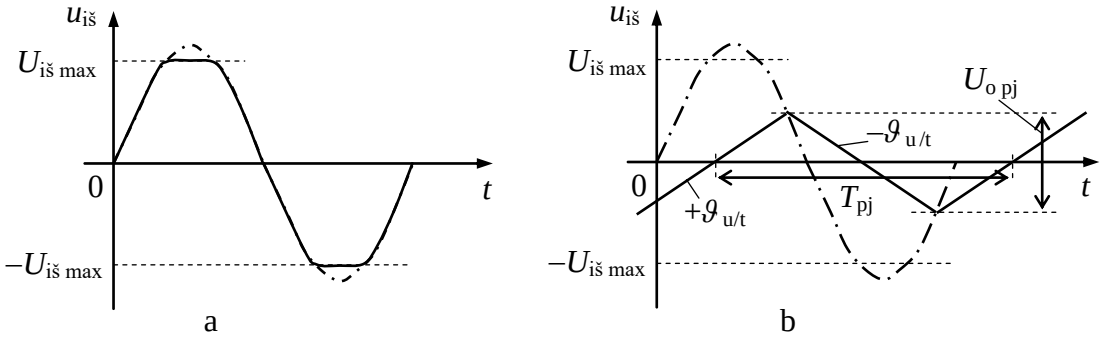
čia f_{μ} – aukštasis ribinis dažnis, kuriam esant $\mu(f)|_{f=f_{\mu}} \cong \mu_{\text{o}}/2^{1/2}$.

Kai OS (μ) įėjime $U_{\text{in}\,(\pm)}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ dažnis $f > f_{\mu}$, tai diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ modulis $\mu \sim 1/f$, ir šioje dažnių srityje iš (2.651), kai $f = f_{\mu\,\text{T}}$, turime:

$$f_{\mu\,\text{T}} = \mu_{\text{o}}\cdot f_{\mu}\cdot(1 - 1/\mu_{\text{o}}^2)^{1/2} \cong \mu_{\text{o}}\cdot f_{\mu}, \tag{2.652}$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta, kai $\mu_{\text{o}} >> 1$.

Kitas labai svarbus OS (μ) greitaveikos parametras yra įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ išėjime $U_{\text{iš}}$ didėjimo (mažėjimo, kritimo) *spartos faktorius* $\vartheta_{\text{u/t}}$, parodantis *operacinio stiprintuvo pereinamąją funkciją* (2.221), esant parafaziniam vienetiniam įtampos šuoliui $u_{\text{in p}}(t) = U_{\text{o in p}}\cdot 1(t)$ OS (μ) įėjimuose $U_{\text{in}\,(\pm)}$. Čia pasakysime, kad spartos faktorius $\vartheta_{\text{u/t}}$ priklauso nuo OS (μ) schemotechninio taikymo ir, bendriausiu atveju, spartos faktoriaus $\vartheta_{\text{u/t}}$ vertę galima nustatyti iš netiesinių OS (μ) savybių, kai įėjime $U_{\text{in}\,(\pm)}$ veikia harmoninis parafazinis įėjimo signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$, kurio amplitudė $U_{\text{o in p}}$ tenkina didelio (stipraus) signalo sąlygą, kurios metu išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $u_{\text{iš}}(t)$ yra ribojamas taip, kaip tai parodyta 2.186 pav.



2.186 pav. OS (μ) išėjime $U_{\text{iš}}$ tipinės įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t diagramos (ištisinė kreivė), esant įėjime $U_{\text{in}\,(\pm)}$ harmoniniam poveikio signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ su amplitude $U_{\text{o in p}}$, tenkinančia didelio (stipraus) parafazinio signalo sąlygą, kai dažnis $f_{\text{in}} << \vartheta_{\text{u/t}}/U_{\text{iš max}}$ (a) ir $f_{\text{in}} > \vartheta_{\text{u/t}}/U_{\text{iš max}}$ (b)

Iš 2.186 pav., a, matome: parafazinio harmoninio įėjimo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ didelės amplitudės $U_{\text{o in p}}$ atveju, išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ yra ribojama $\pm U_{\text{iš max}}$ lygiais, kurių vertes iš OS (μ) ekvivalentinės schemos (2.184 pav.) galima išreikšti taip:

$$U_{\text{iš max}} = \pm U_{\text{ekv max}} \cdot R_{\text{a}} / (R_{\text{a}} + R_{\text{iš}}), \tag{2.653}$$

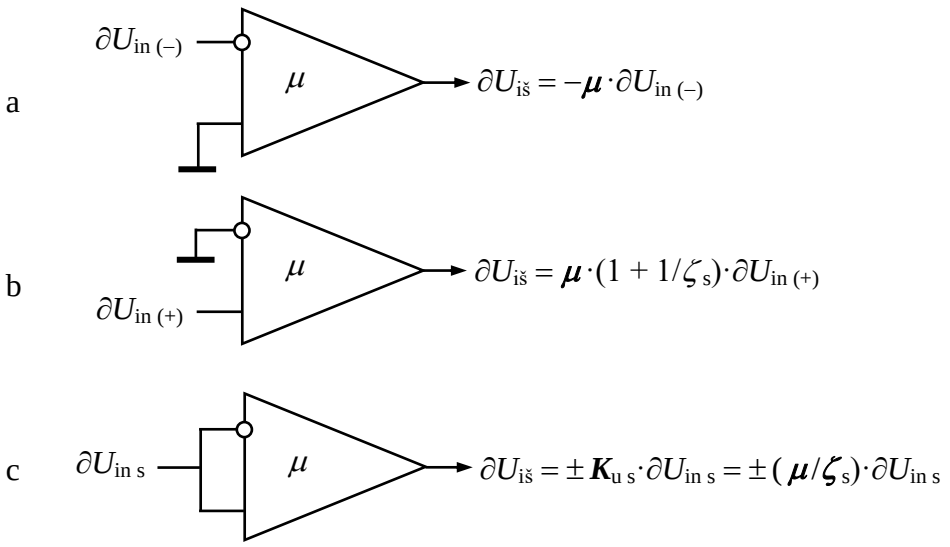
čia: $U_{\text{ekv max}} = \mu_{\text{o}} \cdot (U_{\text{in (+) max}} - U_{\text{in (–) max}}) \le |\mathcal{E}|$, čia $U_{\text{in (±) max}}$ – maksimali $U_{\text{in (±)}}$ vertė, kuriai esant išėjime $U_{\text{iš}}$ prasideda įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ amplitudės $U_{\text{o iš}} \equiv U_{\text{iš max}}$ ribojimas – turime netiesinę veiką – didelio (stipraus) signalo sąlygą.

Iš (2.653) matome, kad $U_{\text{iš max}}$ vertė priklauso nuo R_{a}: varžai R_{a} mažėjant, įtampos $U_{\text{iš max}}$ vertė taip pat mažėja. Todėl įtampos $U_{\text{iš max}}$ vertė yra matuojama ir pateikiama, esant sąlygai $R_{\text{a}} >> R_{\text{iš}}$.

Kai OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ parafazinio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ dažnis $f_{\text{in}} > \vartheta_{\text{u/t}} / U_{\text{iš max}}$ (2.186 pav., b), tai, esant šiai sąlygai, harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ maksimali kitimo sparta $\partial|\boldsymbol{U}_{\text{in p}}|/\partial t$ yra didesnė už OS (μ) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ didėjimo (mažėjimo, kritimo) spartos faktorių $\vartheta_{\text{u/t}}$, ir todėl išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ kinta šio faktoriaus apribotu spartumu. Todėl $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ laiko t diagrama $u_{\text{iš}}(t)$ įgauna „pjūklinės“ įtampos pavidalą (2.186 pav., b). Taigi, OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ didinant parafazinio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ dažnį f_{in}, galima nesunkiai nustatyti OS (μ) parametrą $\vartheta_{\text{u/t}}$. Siekiant šio tikslo, tereikia parinkti OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ dažnį $f_{\text{in}} > > \vartheta_{\text{u/t}} / U_{\text{iš max}}$, ir, esant šiai sąlygai, išmatuoti „pjūklinės“ įtampos periodą T_{pj} bei amplitudę $U_{\text{o pj}}$, ir iš jų apskaičiuoti $\vartheta_{\text{u/t}}$:

$$\vartheta_{\text{u/t}} = 2 \cdot U_{\text{o pj}} / T_{\text{pj}}. \tag{2.654}$$

Anksčiau parodėme (2.1.3.), kad stiprintuvo stiprinimo savybės priklauso nuo grįžtamųjų ryšių jame (2.370). OS (μ) atveju diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{\mu}$, nesant grįžtamųjų ryšių, priklauso nuo įėjime $U_{\text{in (±)}}$ esančio signalo $u_{\text{in}}(t)$ ($\boldsymbol{U}_{\text{in}}$) poveikio būdo, tai yra parodyta 2.187 pav.



2.187 pav. OS (μ) išėjime $U_{\text{iš}}$ kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ priklausomybė nuo poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įėjime $U_{\text{in (±)}}$ būdo ir $\boldsymbol{\mu}$ vertės, kai nėra grįžtamųjų ryšių

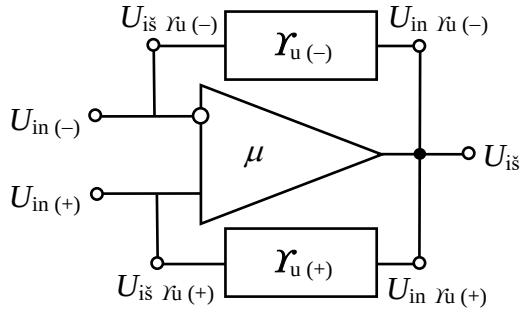
Iš 2.187 pav. matome: OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ parafazinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ poveikio atveju, vienam iš įėjimų $U_{\text{in (±)}}$ esant „įžemintam“, turėsime skirtingas įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ diferencialinio stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u p}}$ vertes: $\boldsymbol{K}_{\text{u p}} = -\boldsymbol{\mu}$ (2.187 pav., a) ir $\boldsymbol{K}_{\text{u p}} = = \boldsymbol{\mu} \cdot (1 + 1/\zeta_{\text{s}})$ (2.187 pav., b). OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ esant sinfaziniam signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$, turime $\pm \boldsymbol{K}_{\text{u s}}$ (2.187 pav., c), ir iš čia matome, jog sinfazinio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ atveju išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in (±)}}$ atžvilgiu gali būti invertuotas arba neinvertuotas. Čia reikia pasakyti, kad

gerų parametrų OS (μ) koeficientas $K_{\text{u s}} = 10^{-2}$–10^{-4}, kai dažniai ω žemi – $\omega \Rightarrow 0$, ir todėl tokių OS (μ) įėjime $U_{\text{in (±)}}$ sinfazinio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in s}}$ slopinimo koeficientas $\zeta_{\text{s}} = \mu_{\text{o}}/K_{\text{u s}} =$ = 80–100 dB. Taigi, apibendrinant galima teigti: *idealaus operacinio stiprintuvo pamatiniai parametrai* yra šie: $r_{\text{in p , s}}$, $R_{\text{in p, s}} \Rightarrow \infty$; $r_{\text{iš}}$, $R_{\text{iš}} \Rightarrow 0$; $r_{\text{in p, s}}$, $\mu_{\text{o}} \Rightarrow \infty$; $K_{\text{u s}} \Rightarrow 0$; $\zeta_{\text{s}} \Rightarrow \infty$; $I_{\text{in (±)}} \Rightarrow$ $\Rightarrow 0$; $\Delta I_{\text{in 0}} \Rightarrow 0$; $\pm U_{\text{in p 0}} \Rightarrow 0$; $\vartheta_{\text{oT, o t, o }\varepsilon} \Rightarrow 0$; $I_{\varepsilon\text{ o}} \Rightarrow 0$; $C_{\text{in (±)}} \Rightarrow 0$; $\zeta_{\text{s}} >> \mu_{\text{o}}$.

Čia pasakysime, kad OS (μ) kaina labai daug priklauso nuo to, ar jų pamatiniai parametrai atitinka idealaus OS (μ) atvejį – parametrams gerėjant, kaina didėja, ir specialios paskirties OS (μ) kaina gali būti šimtus ir daugiau kartų didesnė už vidutinių parametrų OS (μ) kainą.

2.1.9.1. Operacinis stiprintuvas su grįžtamaisiais ryšiais

Šios mokomosios priemonės 2.1.3 poskyryje parodėme, kad stiprintuvo elektrinės charakteristikos ir savybės iš esmės priklauso nuo jame esančių grįžtamųjų ryšių, kurie bendru atveju gali būti parazitiniai arba specialiai sudaryti. Esminis OS (μ) skirtumas nuo 2.111 pav. parodytų grįžtamojo ryšio grandinių yra tai, kad OS (μ) turi du įėjimus $U_{\text{in (±)}}$, ir tai lemia principinę galimybę sudaryti du nepriklausomus grįžtamuosius ryšius taip, kaip tai yra parodyta 2.188 pav., ir čia pasakysime, jog ši galimybė yra vienas principinių OS (μ) pranašumų, palyginti su kitomis stiprintuvų schemomis.



2.188 pav. OS (μ) su dviem galimais grįžtamaisiais ryšiais: $\gamma_{\text{u (–)}}$ – neigiamasis grįžtamasis ryšys; $\gamma_{\text{u (+)}}$ – teigiamasis grįžtamasis ryšys

Iš 2.188 pav. matome: kai OS (μ) išėjimo $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ grįžtamuoju įrenginiu $\gamma_{\text{u (–)}}$ yra gražinamas į OS (μ) invertuojantį įėjimą $U_{\text{in (–)}}$, turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, o kai išėjimo $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ grįžtamuoju įrenginiu $\gamma_{\text{u (+)}}$ yra grąžinamas į OS (μ) neinvertuojantį įėjimą $U_{\text{in (+)}}$, turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį, ir jo veikimą išnagrinėsime vėliau, nagrinėdami elektrinių signalų generatorių sudarymo principus. Čia pasakysime, kad grįžtamųjų įrenginių $\gamma_{\text{u (–, +)}}$ fazinės charakteristikos $\varphi_{\gamma\text{u (–, +)}}(\omega)$ taip pat lemia grįžtamąjį ryšį. Neigiamojo grįžtamojo ryšio įtaka OS (μ) elektrinėms savybėms yra parodyta 2.189 pav. keturiais galimais atvejais, kai neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinė $\gamma_{\text{u (–)}}$ yra sudaryta iš rezistorinių įtampos daliklių $R_1 \| R_2$, kurių $\varphi_{\text{R1}\|\text{R2}}(\omega) = 0$.

Iš 2.189 pav. pateiktų schemų matome, kad OS (μ) elektrinės savybės yra nulemtos skirtuminio (parafazinio) signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in p}}$ realizavimo būdo įėjime $U_{\text{in (±)}}$:

1 – *nuoseklusis žadinimas* (2.189 pav., a ir c), kai OS (μ) įėjimo $U_{\text{in (+)}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in (+)}}$ ir neigiamojo grįžtamojo ryšio signalas invertuojančiame įėjime $U_{\text{in (–)}}$ yra pridėti nuosekliai;

2 – *lygiagretusis žadinimas* (2.189 pav., b ir d), kai OS (μ) įėjimo $U_{\text{in (±)}}$ signalas $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ ir neigiamojo grįžtamojo ryšio signalas invertuojančiame įėjime $U_{\text{in (–)}}$ yra pridėti lygiagrečiai.

Taigi, 2.189 pav., a, parodytos schemos atveju galima parašyti:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{\mu} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in p}} = \boldsymbol{\mu} \cdot [\boldsymbol{U}_{\text{in (+)}} - \boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cdot R_1/(R_1 + R_2)], \qquad (2.655)$$

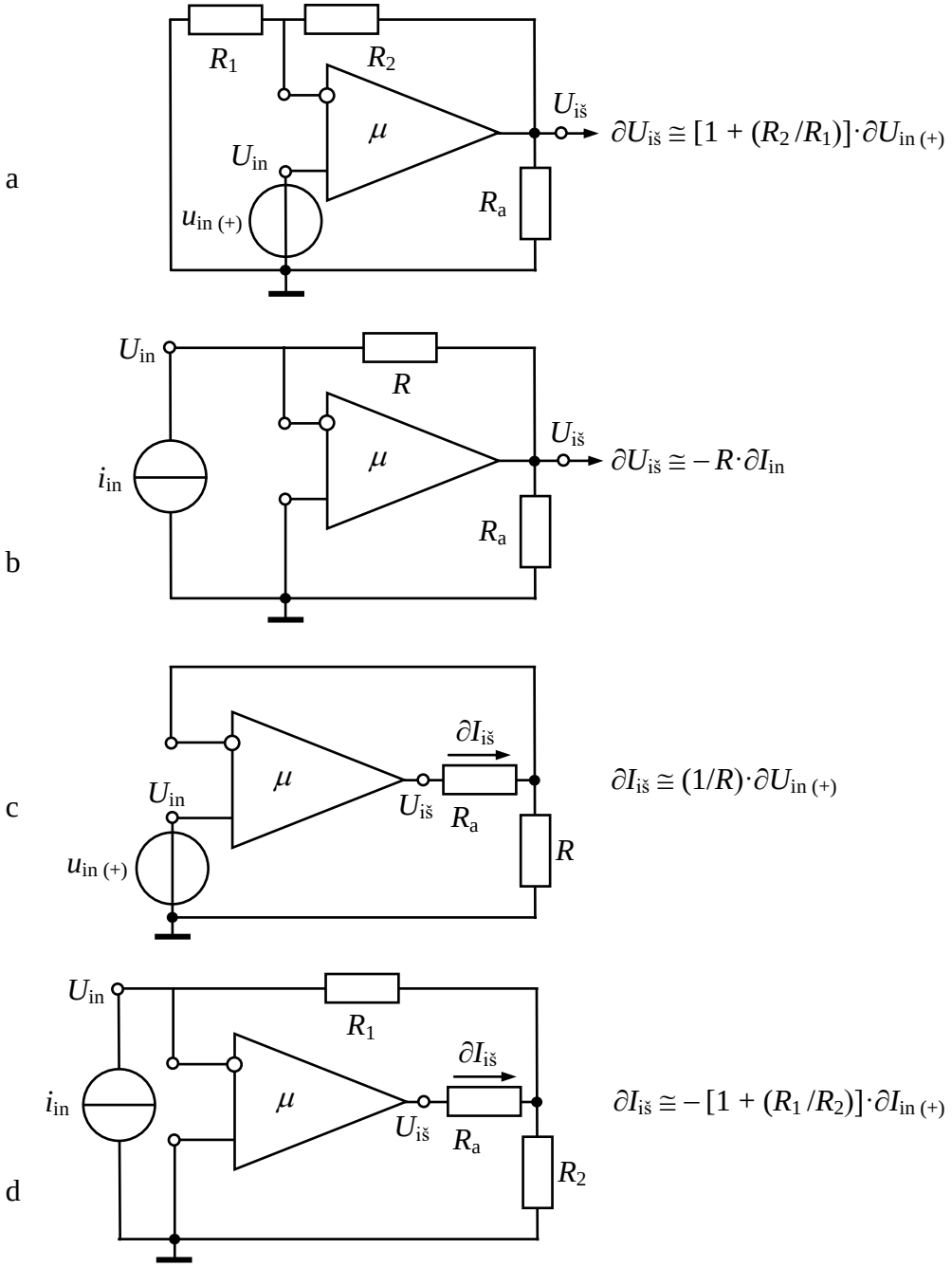
ir iš čia randame:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{\mu} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in (+)}}/[1 + \boldsymbol{\mu} \cdot R_1/(R_1 + R_2)] \cong [1 + (R_2/R_1)] \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in (+)}}, \qquad (2.656)$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai $\mu >> 1$, ir iš čia gauname *neinvertuojančio įtampos stiprintuvo* (2.189 pav., a) diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}\,(+)}$ išraišką:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}\,(+)} \cong 1 + (R_2 / R_1). \tag{2.657}$$

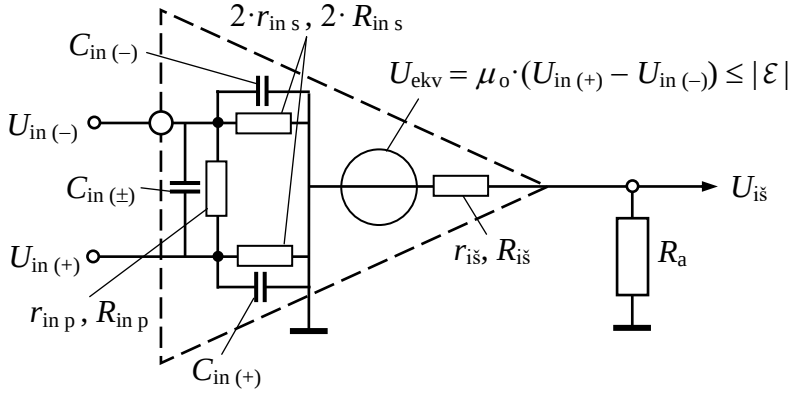
Analogiškai yra gaunamos ir kitų elektroninių įtaisų, padarytų su OS (μ) ir neigiamuoju rezistoriniu grįžtamuoju ryšiu jame, išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ signalų $U_{\mathrm{iš}\sim}$ ir $I_{\mathrm{iš}\sim}$ išraiškos. Jos yra pateiktos 2.189 pav., b–d.



2.189 pav. OS (μ), kuriame yra keturi galimi neigiamieji grįžtamieji ryšiai: a – neinvertuojantis įtampos $u_{\mathrm{in}\,(+)}\,(t)$ stiprintuvas, kurio diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}\,(+)} \cong 1 + (R_2 / R_1)$; b – invertuojantis srovės-įtampos keitiklis; c – neinvertuojantis įtampos-srovės keitiklis; d – invertuojantis srovės $i_{\mathrm{in}}\,(t)$ stiprintuvas, kurio diferencialinis srovės stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{i}\,(-)} \cong 1 + (R_1 / R_2)$

Čia pasakysime, kad iš (2.656) matome: kai $R_2 = 0$, schemos parodytos 2.189 pav., a,

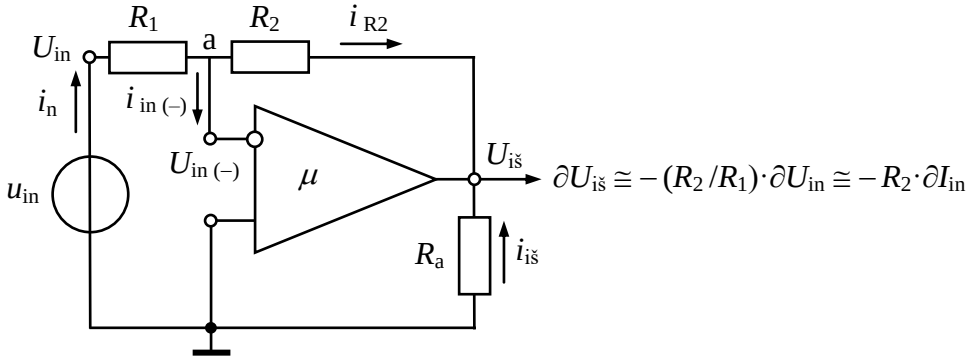
koeficientas $\boldsymbol{K}_{u\,(+)} \cong 1$, ir turime neinvertuojantį įtampos $u_{in\,(+)}(t)$ kartotuvą: $u_{iš}(t) \cong u_{in\,(+)}(t)$, kuriame bendru atveju rezistorius R_1 nėra jungiamas ($R_1 = \infty$). Kai dažniai ω žemi ($\omega \Rightarrow 0$), šios schemos įėjimo $U_{in\,(+)}$varžos $R_{in\,(+)} \Rightarrow \infty$ ir $r_{in\,(+)} \Rightarrow \infty$, o išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš\,(+)} \Rightarrow 0$ ir $r_{iš\,(+)} \Rightarrow 0$. Analogiškai, neinvertuojančio įtampos-srovės keitiklio (2.189 pav., c) įėjimo $U_{in\,(+)}$ varžos $R_{in\,(+)}$ ir $r_{in\,(+)} \Rightarrow \infty$, o išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš\,(+)}$ ir $r_{iš\,(+)} \Rightarrow \infty$, nes išėjimo $U_{iš}$ srovė $i_{iš}(t)$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Invertuojančio srovės-įtampos keitiklio atveju (2.189 pav., b), įėjimo $U_{in\,(+)}$ varžos $R_{in\,(+)} \Rightarrow R$ ir $r_{in\,(+)} \Rightarrow R$, o išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš\,(+)}$ ir $r_{iš\,(+)} \Rightarrow 0$, nes išėjime $U_{iš}$ įtampa $u_{iš}(t)$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Analogiškai invertuojančio srovės stiprintuvo atveju (2.189 pav., d) įėjimo $U_{in\,(+)}$ varžos $R_{in\,(+)}$ ir $r_{in\,(+)} \Rightarrow R_1 + R_a \cdot R_2 / (R_a \cdot + R_2)$, o išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš\,(+)}$ ir $r_{iš\,(+)} \Rightarrow \infty$, nes išėjimo $U_{iš}$ srovė $i_{iš}(t)$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_a vertės. Aukštųjų dažnių ω srityje, kai $f_{in} \Rightarrow f_{\mu,\,\mu\,T}$, įėjimų $U_{in\,(\pm)}$ varžos $R_{in\,(\pm)}$ ir $r_{in\,(\pm)}$, didėjant dažniui f_{in}, mažėja dėl įėjimus $U_{in\,(\pm)}$ šuntuojančių talpų $C_{in\,(\pm)}$, kurių įtaką galima įvertinti pasitelkus *operacinio stiprintuvo ekvivalentinę elektroninę schemą* aukštųjų dažnių ω diapazone, kuri yra parodyta 2.190 pav.



2.190 pav. OS (μ) ekvivalentinė elektroninė schema aukštųjų dažnių $f_{in} \Rightarrow f_{\mu,\,\mu\,T}$ diapazone

Čia pasakysime, kad OS (μ) su lauko tranzistoriais pirmosios pakopos T_1–T_2 įėjimuose $U_{in\,(\pm)}$ atitinkamos talpos $C_{in\,(\pm)}$ yra atitinkamų užtūrų $G_{(\pm)}$ talpos $C_{GS(\pm)}$.

Neinvertuojantis įtampos stiprintuvas (2.189 pav., a) dažnai yra taikomas kaip *invertuojantis įtampos stiprintuvas*, kuriame poveikio signalas $u_{in}(t)$ yra invertuojančiame įėjime $U_{in\,(-)}$ su neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorine $R_{1,\,2}$ grandine taip, kaip tai parodyta 2.191 pav.



2.191 pav. Invertuojantis įtampos stiprintuvas, padarytas su OS (μ) ir rezistoriniu $R_{(1;\,2)}$ neigiamuju grįžtamuoju ryšiu

Taigi, 2.191 pav. parodytos schemos atveju negalima parašyti žinomos išraiškos (2.655): $u_{iš}(t) = \boldsymbol{\mu} \cdot u_{in\,p}(t)$, nes invertuojantis įėjimas $U_{in\,(-)}$ yra vienu metu veikiamas dviejų poveikių, o būtent: $u_{in}(t)$ ir $(\boldsymbol{\gamma}_{u\,(-)} \cdot u_{iš}(t))$, kurių fazės yra priešingos, čia koeficientas $\boldsymbol{\gamma}_{u\,(-)} = R_1 / (R_1 + R_2 + R_i)$. Šiuo atveju išėjime $U_{iš}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš}$ nusistovi tokios vertės, kuriai esant

invertuojančiame įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ potencialas $\varphi_{\text{in}\,(-)} \cong 0$, nes $\mu >> 1$ ir, kai $\mu \Rightarrow \infty$, potencialas $\varphi_{\text{in}\,(-)} \Rightarrow 0$. Taikydami mazgui a (2.191 pav.) pirmąją Kirchhofo taisyklę harmoninio signalo atveju, galime parašyti:

$$\boldsymbol{U}_{\text{in}}/(R_1 + R_{\text{i}}) + \cdot\boldsymbol{U}_{\text{iš}}/R_2 \cong 0, \tag{2.658}$$

čia R_{i} – įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ įjungto poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinio vidaus varža, o išraiška (2.658) yra parašyta esant sąlygai $\boldsymbol{I}_{\text{in}\,(-)} \cong 0$, nes $R_{\text{in}\,(-)} \Rightarrow \infty$, ir iš čia turime tapatybę $\boldsymbol{I}_{\text{in}} \cong \boldsymbol{I}_{\text{R2}}$.

Iš (2.658) gauname invertuojančio įtampos stiprintuvo (2.191 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išraiška:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong -[R_2/(R_1 + R_{\text{i}})]\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong -(R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong -R_2\cdot\boldsymbol{I}_{\text{in}}, \tag{2.659}$$

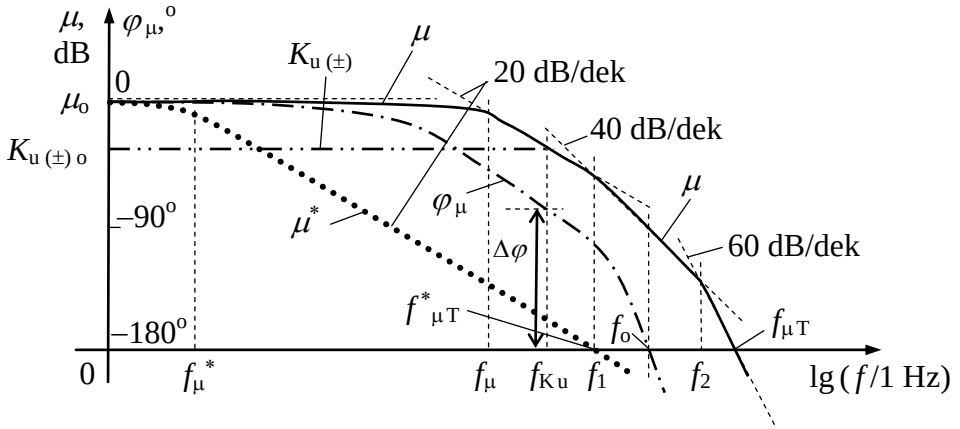
ir iš čia diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,(-)}$ išraišką:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}\,(-)} \cong [R_2/(R_1 + R_{\text{i}})] \cong R_2/R_1, \tag{2.660}$$

čia galutinės apytikslės vertės yra parašytos, esant sąlygai: $R_1 >> R_{\text{i}}$.

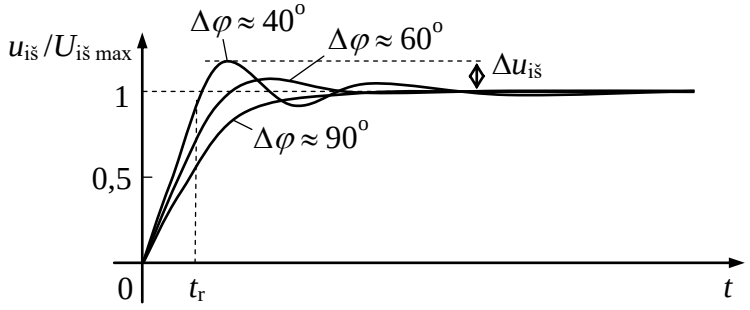
Iš (2.660) matome: kai $R_2 = R_1$, turime $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,(-)} = 1$ – invertuojantis įtampos kartotuvas, kurio įėjimo U_{in} varžos R_{in} ir $r_{\text{in}} \Rightarrow R_1$, nes mazgo a potencialas $\varphi_{\text{a}} \cong 0$, o tai atitinka „žemės“ potencialą, ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš}\,(-)}$ ir $r_{\text{iš}\,(-)} \Rightarrow 0$, nes išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ nepriklauso nuo apkrovos varžos R_{a}. Taigi, gavome, kad invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.), kartu ir invertuojančio kartotuvo, įėjimo U_{in} varžos yra daug mažesnės už neinvertuojančio įtampos stiprintuvo (2.189 pav., a) įėjimo varžas, kartu ir už neinvertuojančio įtampos kartotuvo atitinkamas įėjimo U_{in} varžas. Tai yra esminis invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.), o taip pat ir invertuojančio kartotuvo trūkumas. Kita vertus, paskysime, jog, esant bet kurioms $\boldsymbol{U}_{\text{in}} > > 0$ vertėms, invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.) įėjimo $U_{\text{in}\,(-)}$ potencialas $\varphi_{\text{in}\,(-)} \cong 0$, ir todėl šis mazgas a yra vadinamas *virtualaus nulio tašku (mazgu)*. Ši OS (μ) schemos savybė lemia, kad invertuojančio stiprintuvo (2.191 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ visiškai nepriklauso nuo $\boldsymbol{K}_{\text{u s}}$ vertės, ir tai yra šios OS (μ) schemos pamatinis pranašumas. Taip pat iš (2.659) matome, kad invertuojantis įtampos stiprintuvas (2.191 pav.) gali būti taikomas kaip *srovės-įtampos keitiklis*.

Čia reikia pasakyti, kad 2.185 pav. parodytos OS (μ) koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ dažninės $\mu(f)$ ir fazinės $\varphi_{\mu}(f)$ charakteristikos atitinka žemųjų dažnių filtro savybes. Ši aproksimacija tinka tik tuo atveju, kai elektroninis įrenginys turi tik vieną elementariąją stiprinimo pakopą. Tuo tarpu OS (μ) turi tris (2.180 pav.) ir daugiau stiprinimo pakopų, ir todėl jo $\boldsymbol{\mu}$ *dažninės* $\mu(f)$ *ir fazinės* $\varphi_{\mu}(f)$ *charakteristikos* yra sudėtingesnės. OS (μ) tipinės dažninės $\mu(f)$ ir fazinės $\varphi_{\mu}(f)$ charakteristikos yra parodytos 2.192 pav., kuriame dažnis f [Hz] yra pateiktas normuotu logaritmo masteliu – $\lg(f/1\text{ Hz})$.



2.192 pav. OS (μ), turinčio tris (2.180 pav.) ir daugiau stiprinimo pakopų, koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ dažninė $\mu(f)$ ir fazinė $\varphi_{\mu}(f)$ charakteristikos be dažninės korekcijos, ir $\mu^*(f)$ – su dažnine korekcija

Iš 2.192 pav. matome: daugiapakopio OS (μ) išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $U_{\text{iš}}$ fazė $\varphi_{\mu}(f)$ įėjime $U_{\text{in }(\pm)}$ veikiančio signalo $U_{\text{in p}}$ fazės $\varphi_{\text{in p}}$ atžvilgiu, didėjant dažniui f didėja ir tampa lygi $-180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad, kai $f \geq f_{\text{o}}$, ir daugiau: $\varphi_{\mu}(f) \geq |-180^{\text{o}}| \equiv |-\pi|$ rad. Akivaizdu, kad, esant sąlygai $\varphi_{\mu}(f_{\text{o}}) = -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad, neinvertuojantis įėjimas $U_{\text{in }(+)}$ tampa invertuojančiu įėjimu $U^{*}_{\text{in }(-)}$, ir atvirkščiai. Todėl su tokiu OS (μ), padarius neinvertuojantį (2.189 pav., a) arba invertuojantį (2.191 pav.) įtampos stiprintuvą, jis gali susižadinti ir generuoti aukšto dažnio $f_{\text{iš}}$ signalą $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$. Ši situacija bus tada, jeigu dažnio f_{o} aplinkoje koeficientas $\mu(f_{\text{o}}) > 1$, nes šiuo atveju gali būti tenkinamos *amplitudžių ir fazių balanso sąlygos* (2.378) parazitinei generacijai atsirasti. Iš 2.192 pav. matome, kad dažnių f^{*} srityje $f_1 > f^{*} > f_2$, koeficientas $\mu(f^{*}) > 1$ ir, didinant neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, neinvertuojančio (2.189 pav., a) arba invertuojančio (2.191 pav.) įtampos stiprintuvo su OS (μ) diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $K_{\text{u }(\pm)}$ maksimali vertė $K_{\text{u }(\pm)\text{ o}}$ mažėja, ir todėl didėja aukštasis ribinis dažnis $f_{\text{K u}}$ (2.113 pav.), ir kartu jo vertė artėja prie dažnio f_{o} srities, kurioje $\varphi_{\mu}(f_{\text{o}}) \approx -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad. Todėl smarkiai padidėja parazitinio susižadinimo galimybė. Tokio įtampos stiprintuvo su OS (μ) pereinamosios funkcijos $u_{\text{iš}}(t)$ (2.221) laiko t diagramos, kai įėjime $U_{\text{in }(\pm)}$ poveikio signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ yra vienetinis įtampos šuolis $u_{\text{in}}(t) = U_{\text{o in}} \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcija, esant įvairioms neigiamąjį grįžtamąjį ryšį charakterizuojančio parametro $\Delta\varphi$ vertėms (2.192 pav.), yra parodytos 2.193 pav.



2.193 pav. Neinvertuojančio (2.189 pav., a) arba invertuojančio (2.191 pav.) įtampos stiprintuvo, padaryto su daugiapakopiu OS (μ) be dažninės korekcijos, tipinės pereinamosios funkcijos $u_{\text{iš}}(t)$ laikinės t diagramos, pateiktos normuotu masteliu $u_{\text{iš}}/U_{\text{iš max}}$, įėjime $U_{\text{in }(\pm)}$ esant vienetiniam įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šuoliui $u_{\text{in}}(t) = U_{\text{o in}} \cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcijai, kai neigiamąjį grįžtamąjį ryšį charakterizuojančio parametro $\Delta\varphi$ vertės yra įvairios

Iš 2.193 pav. matome: fazinio kampo $\varphi_{\mu}(f_{\text{K u}})$ skirtumas $\Delta\varphi = |\varphi_{\mu}(f_{\text{K u}})| - 180^{\text{o}}$ iš esmės lemia įtampos stiprintuvo su OS (μ) pereinamosios funkcijos $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t diagramos pobūdį: kai $\Delta\varphi \geq 90^{\text{o}}$, turime aperiodinę pereinamąją funkciją $u_{\text{iš}}(t)$, o kai $\Delta\varphi \approx 60^{\text{o}}$, turime trumpesnio fronto t_{r} pereinamąją funkciją $u_{\text{iš}}(t)$, kurioje įtampos $U_{\text{iš max}}$ padidėjimas $\Delta u_{\text{ iš}}$ – išmetimas plokščiosios viršūnės pradžioje, kai $t \approx t_{\text{r}}$, yra santykinai nedidelis, apie 4 % $U_{\text{iš max}}$ vertės, ir šis atvejis yra optimaliausias, o kai $\Delta\varphi \leq 40^{\text{o}}$, turime aperiodinius virpesius pereinamosios funkcijos $u_{\text{ iš}}(t)$ plokščiosios viršūnės pradžioje, kurie, mažėjant $\Delta\varphi \Rightarrow 0^{\text{o}}$, pereina į negęstančius parazitinius svyravimus – įtampos stiprintuvas su OS (μ) susižadina, ir ši veika yra nepageidautina, nes iš tokio OS (μ) negalima pagaminti nesusižadinančio įtampos kartotuvo, ir t. t. Iš čia darome išvadą, kad daugiapakopis OS (μ) turi turėti koeficiento $\boldsymbol{\mu}$ dažninę f korekciją, kuriai esant, koreguota dažninė charakteristika $\mu^{*}(f)$ atitinka pirmos eilės žemųjų dažnių filtro savybes – esant poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažnio f sąlygai $f = f^{*}_{\mu\text{T}}$, turi būti pakankama skirtuminės fazės $\Delta\varphi$ atsarga:

$$\Delta\varphi = |\varphi^{*}_{\mu}(f^{*}_{\mu\text{T}})| - 180^{\text{o}} \approx 60^{\text{o}}\text{–}65^{\text{o}}. \qquad (2.661)$$

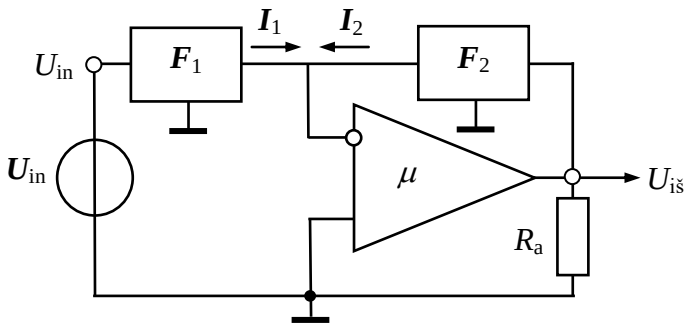
Koreguoto daugiapakopio OS (μ) dažninė charakteristika $\mu^{*}(f)$, atitinkanti sąlygą

(2.661), yra parodyta 2.192 pav. taškine kreive, o jos fazinė charakteristika $\varphi^*(f)$ atitinka $\varphi_\mu(f)$, kuri parodyta 2.185 pav. Reikiama OS (μ) dažninė charakteristika $\mu^*(f)$ yra gaunama įjungimu į atitinkamą schemos grandinę, pavyzdžiui, taip, kaip tai parodyta 2.180 pav. mikroschemos μA741 atveju, koreguojantį kondensatorių C_{kr}. Koreguojantis kondensatorius C_{kr} gali būti sumontuotas OS (μ) mikroschemos korpuso viduje – hibridinis montažas, arba yra prijungiamas išorėje prie atitinkamų mikroschemos išvadų – dažninės korekcijos kontaktų.

Akivaizdu, kad 2.189 pav. parodytų grandinių su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinėmis, sudarytomis iš rezistorinių įtampos daliklių $R_1||R_2$, savybės yra tiesinės ir tai parodo jų išėjimuose $U_{iš}$ reakcijos signalų $\boldsymbol{U}_{iš}$ bei $\boldsymbol{I}_{iš}$ priklausomybių nuo įėjimuose U_{in} poveikio signalų $\boldsymbol{U}_{in}$ bei $\boldsymbol{I}_{in}$ išraiškos. Apibendrinant galima teigti:

elektroninių įtaisų su OS (μ) *savybės yra visiškai lemiamos grįžtamojo ryšio grandinių savybėmis – tiesiniai grįžtamieji ryšiai lemia tiesinius elektroninius įrenginius su OS, o netiesiniai grįžtamieji ryšiai – netiesinius elektroninius įrenginius su OS* (μ).

Neigiamojo grįžtamojo ryšio atveju, 2.189 pav., a, ir 2.191 pav. parodytos elektroninės grandinės su OS (μ) gali būti apibendrintos taip, kaip tai parodyta 2.194 pav. *apibendrinto invertuojančio įtampos stiprintuvo* atveju.



2.194 pav. Apibendrintas invertuojantis įtampos stiprintuvas, padarytas su OS (μ) ir su neigiamuoju funkciniu $\boldsymbol{F}_1||\boldsymbol{F}_2$ grįžtamuoju ryšiu jame

Analogiškai išraiškai (2.658), 2.194 pav. parodytam, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ apibendrintam invertoriui galima parašyti:

$$\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in}) +\cdot \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš}) \cong 0, \tag{2.662}$$

čia: $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš})$ – neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinės keturpoliai, kurių perdavimo funkcijos – sąryšio tarp srovių $\boldsymbol{I}_1$ ir $\boldsymbol{I}_2$ bei atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{in}$ ir $\boldsymbol{U}_{iš}$ funkcijos yra išreiškiamos taip:

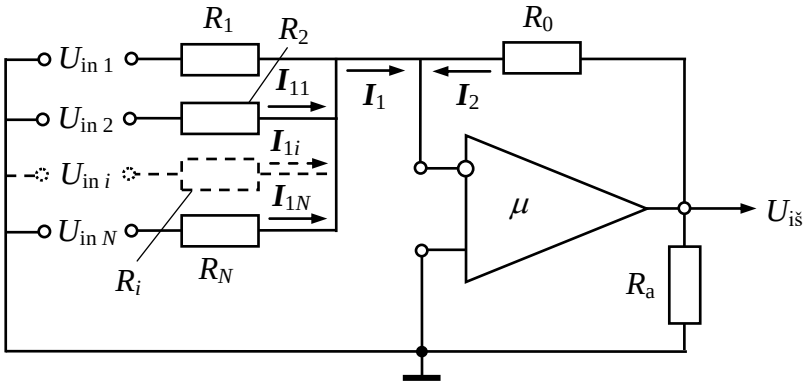
$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in}) \quad \text{ir} \quad \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš}). \tag{2.663}$$

Priklausomai nuo į neigiamojo grįžtamojo ryšio grandines įjungtų funkcinių keturpolių $\boldsymbol{F}_1$ ir $\boldsymbol{F}_2$ elektrinių savybių, turėsime vis kitokį elektroninį įtaisą su tuo pačiu OS (μ). Pateiksime keletą dažniausiai taikomų atvejų.

***Analoginių signalų elektroninis sumatorius* (*sudėtuvas*)** – tai elektroninis įrenginys, atliekantis kelių elektrinių signalų $\boldsymbol{U}_{in\ 1,\ 2,\ \ldots}$ matematinio sumavimo funkciją: $\sum U_{in\ n}$, čia n = = 1, 2, 3, ... Taigi, sumos funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_1$ yra sudarytas iš $N > 1$ lygiagrečiai sujungtų rezistorių R_i, čia $i = 1, 2, \ldots, N$, o funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_2$ – rezistorius R_0, ir tokio sumuojančio įrenginio elektroninė schema parodyta 2.195 pav.

Iš 2.195 pav. matome: pasinaudojus Kirchhofo pirmąja taisykle, funkcijos $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš})$ yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in\,i}) = \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{I}_{1\,i} = \sum_{i=1}^{N} (\boldsymbol{U}_{in\,i}/R_i), \ \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš}) = \boldsymbol{U}_{iš}/R_0), \tag{2.664}$$



2.195 pav. Analoginių signalų įėjimuose $U_{\text{in i}}$ – įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{in }i}$ elektroninis sumatorius (sudėtuvas), kuriame panaudotas invertuojantis įtampos stiprintuvas su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorinėmis R_0–$R_{\,i}$ grandinėmis jame, čia $i = 1, 2, \ldots, N$

ir iš (2.664), bei (2.662), randame:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = -R_0 \cdot \sum_{i=1}^{N} (\boldsymbol{U}_{\text{in }i}/R_i). \tag{2.665}$$

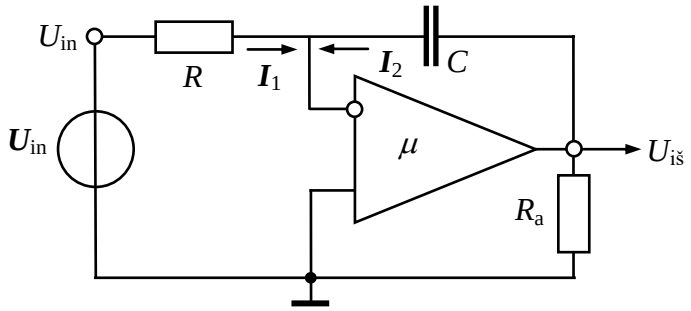
Išraiška (2.665) yra gauta padarius prielaidą, kad $R_i >> R_{\text{i }(i)}$ – įėjimuose $U_{\text{in }i}$ poveikių įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{in }i}$ šaltinių vidaus varžos.

Akivaizdu, kad gauta išraiška (2.665) tinka ir tada, kai įėjimuose $U_{\text{in }i}$ signalai $\boldsymbol{U}_{\text{in }i} = u_{\text{in }i}(t)$ – bet kokio pavidalo laiko t funkcijos, ir šiuo atveju:

$$u_{\text{iš}}(t) = -R_0 \cdot \sum_{i=1}^{N} (u_{\text{in }i}/R_i). \tag{2.665a}$$

Elektroninio sumatoriaus įėjimų $U_{\text{in }i}$ varžos $R_{\text{in }i} = r_{\text{ in }i} = R_i$, o išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš }\Sigma} = R_{\text{iš}}||R_0||R_{\text{a}}$, $r_{\text{ iš }\Sigma} = r_{\text{iš}}||R_0||R_{\text{a}}$.

Elektroninis integratorius – tai įrenginys, atliekantis įėjime U_{in} poveikio signalo $u_{\text{ in}}(t)$ matematinę integravimo funkciją – $\int u_{\text{in}}(t) \cdot \text{d}\, t$, čia $u_{\text{in}}(t)$ gali būti bet kokia laiko t funkcija, pavyzdžiui, harmoninė $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$. Taigi, integralo funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_1$ yra rezistorius R, o funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_2$ – kondensatorius C, ir tokio integruojančio įtaiso elektroninė schema yra parodyta 2.196 pav.



2.196 pav. Elektroninis integratorius, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprintuvas su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio RC– grandine jame

Iš 2.196 pav. matome: funkcijos $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{\text{in}})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{\text{iš}})$ harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atveju yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{\text{in}}) = \boldsymbol{U}_{\text{in}}/(R + R_{\text{i}}) \cong \boldsymbol{U}_{\text{in}}/R, \quad \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{\text{iš}}) = \boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cdot (\text{j} \cdot \omega \cdot C), \tag{2.666}$$

ir iš čia, bei (2.662), randame:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong -\boldsymbol{U}_{\text{in}}/(\text{j} \cdot \omega \cdot R \cdot C) \pm U_{\text{iš }0}, \tag{2.667}$$

čia: $\pm U_{\text{iš }0}$ – pradinė, kai $t = 0$, įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ vertė išėjime $U_{\text{iš}}$, kurią lemia pradinė įtampa $\pm U_{\text{C }0}$

kondensatoriuje C, ir todėl iš Omo dėsnių galima parašyti:

$$U_{\text{iš}\,0} = -\mu_{\text{o}} \cdot U_{\text{C}\,0} \cdot (R + R_{\text{i}})/(R + R_{\text{i}} + R_{\text{iš}} \| R_{\text{a}}) \cong -\mu_{\text{o}} \cdot U_{\text{C}\,0} \le |U_{\text{iš max}}|, \quad (2.668)$$

čia, bei (2.666), apytikslės lygybės yra parašytos, esant sąlygai: $R >> R_{\text{i, iš}}$, čia: R_{i} ir $R_{\text{iš}}$ – atitinkamai įėjime U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ šaltinio vidaus varža ir OS (μ) išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža.

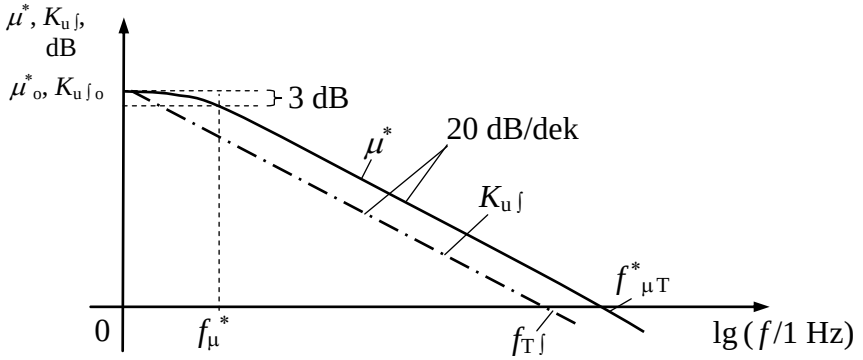
Kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = u_{\text{in}}(t)$ – bet kokio pavidalo laiko t funkcija, funkcijos $\boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}})$ yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} i_1(t) &= \boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}}) = u_{\text{in}}(t)/(R + R_{\text{i}}) \cong u_{\text{in}}(t)/R, \\ i_2(t) &= \boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}) = C \cdot [\text{d}(u_{\text{C}}(t) + U_{\text{C}\,0})/\text{d}t] \cong C \cdot [\text{d}(u_{\text{iš}}(t) + U_{\text{C}\,0})/\text{d}t], \end{aligned}\right\} \quad (2.669)$$

ir iš (2.669), bei (2.662), randame:

$$u_{\text{iš}}(t) = -(R \cdot C)^{-1} \cdot \int_0^t u_{\text{in}}(t) \cdot \text{d}t - U_{\text{C}\,0}. \quad (2.670)$$

Iš (2.667) matome: elektroninio integratoriaus integravimo konstanta $\tau_{\text{RC}} = R \cdot C$ yra lengvai nustatoma iš *integratoriaus dažninės charakteristikos* $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\int}$, pateiktos normuotu logaritminiu masteliu taip, kaip tai yra parodyta 2.197 pav.



2.197 pav. Elektroninio integratoriaus, kuriame panaudotas OS (μ) su dažnine korekcija, dažninės charakteristikos: $K_{\text{u}\,\int}(f)$ – elektroninio integratoriaus (brūkšninė-taškinė kreivė); $\mu^*(f)$ – OS (μ) su dažnine korekcija (ištisinė kreivė), čia f yra pateiktas Hz

Čia pasakysime, kad 2.197 pav. parodytas elektroninio integratoriaus integravimo konstantos τ_{RC} nustatymo būdas yra galimas todėl, kad $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\int}$ atitinka pirmos eilės žemųjų dažnių filtrą:

$$K_{\text{u}\,\int} = U_{\text{iš}}/U_{\text{in}} = (\omega \cdot R \cdot C)^{-1}, \ \lg K_{\text{u}\,\int} = |\lg(\omega \cdot \tau)| \equiv 0 \text{ dB}, \ \tau_{\text{RC}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{T}\,\int}). \quad (2.670a)$$

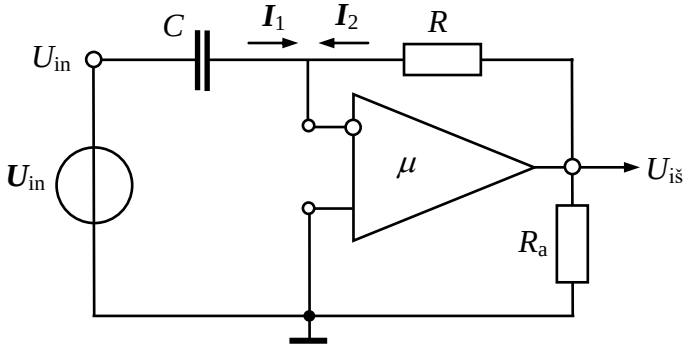
Iš 2.197 pav. matome: elektroninio integratoriaus įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u}\,\int}$ dažninė charakteristika $K_{\text{u}\,\int}(f)$ normuotu logaritminiu dažnio f masteliu yra funkcija tiesės, kurios susikirtimo su dažnio f ašimi, kai $K_{\text{u}\,\int}[\text{dB}] = 0$, vieta duoda integravimo koeficientos vertę $\tau_{\text{RC}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{T}\,\int})$. Iš (2.667) taip pat gaunama elektroninio integratoriaus įėjime U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo-perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\int}$ fazės $\varphi_{\text{u}\,\int}$ dažninė charakteristika:

$$\varphi_{\text{u}\,\int}(f) = \text{arctg}\,[(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^{-1}/0] = \text{arctg}\,\infty = \pi/2 \text{ rad} \equiv 90^{\text{o}}. \quad (2.670b)$$

Elektroninio integratoriaus įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in}\,\int} = r_{\text{in}\,\int} = R$, o išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš}\,\int} = R_{\text{iš}} \| Z_{\text{C}} \| R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš}\,\int} = r_{\text{iš}} \| Z_{\text{C}} \| R_{\text{a}}$, čia $Z_{\text{C}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$. Čia pasakysime, kad, esant sąlygai $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = 0$, elektroninio integratoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $U_{\text{iš}=} \ne 0$, nes, esant trumpajam jungimui įėjime U_{in}, dėl įtampos $u_{\text{in}}(t)$ fliuktuacijų įėjime U_{in} ir integravimo veiksmo išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ modulis $|\boldsymbol{U}_{\text{iš}}|$ kinta intervale $\pm U_{\text{iš max}}$. Išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ kitimo sparta $\partial u_{\text{iš}}/\partial t$ yra

atvirkščiai proporcinga integravimo konstantos τ_{RC} vertei $\partial u_{iš}/\partial t \approx |U_{iš\,max}|/(2{,}2\cdot\tau_{RC})$.

Elektroninis diferenciatorius – tai elektroninis įrenginys, atliekantis signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įėjime U_{in} matematinę diferencijavimo funkciją – d$\boldsymbol{U}_{in}$ /dt. Taigi, diferenciatoriaus funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_1$ yra kondensatorius C, o funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_2$ – rezistorius R. Toks įrenginys yra parodytas 2.198 pav.



2.198 pav. Elektroninis diferenciatorius, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprintuvas su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio RC– grandine jame

Iš 2.198 pav. matome: funkcijos $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš})$ harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_{in}$ atveju yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{in}) = \boldsymbol{U}_{in}/[R_i + (j\cdot\omega\cdot C)^{-1}] \cong \boldsymbol{U}_{in}\cdot(j\cdot\omega\cdot C),\ \ \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{iš}) = \boldsymbol{U}_{iš}/R. \quad (2.671)$$

Iš (2.671) ir (2.662) randame:

$$\boldsymbol{U}_{iš} \cong -(j\cdot\omega\cdot R\cdot C)\cdot\boldsymbol{U}_{in} = -(j\cdot\omega\cdot\tau_{RC})\cdot\boldsymbol{U}_{in}, \quad (2.672)$$

čia ir (2.671) apytikslės lygybės yra parašytos esant sąlygai:

$$(\omega\cdot C)^{-1} >> R_i. \quad (2.673)$$

Iš išraiškos (2.672) yra gaunama elektroninio diferenciatoriaus įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ įėjime U_{in} stiprinimo išėjime $U_{iš}$ diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\,\partial}$ išraiška:

$$\boldsymbol{K}_{u\,\partial} = \boldsymbol{U}_{iš}/\boldsymbol{U}_{in} \cong -j\cdot\omega\cdot R\cdot C = -j\cdot\omega\cdot\tau_{RC}, \quad (2.674)$$

ir iš čia gauname fazės $\varphi_{u\,\partial}$ dažninę charakteristiką:

$$\varphi_{u\,\partial}(f) = \text{arctg}\,[(-2\cdot\pi\cdot f\cdot R\cdot C)^{-1}/0] = \text{arctg}\,(-\infty) = -\pi/2\ \text{rad} \equiv -90^{o}, \quad (2.674a)$$

tai atitinka pirmos eilės aukštųjų dažnių filtrą.

Kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{in} = u_{in}(t)$ – bet kokio pavidalo laiko t funkcija, funkcijos $\boldsymbol{F}_1(u_{in})$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(u_{iš})$ yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} i_1(t) &= \boldsymbol{F}_1(u_{in}) = C\cdot[\mathrm{d}(u_C(t) + U_{C\,0})/\mathrm{d}t] = \\ &= C\cdot[\mathrm{d}(u_{in}(t) - u_{R\,i}(t) + U_{C\,0}/\mathrm{d}t] \cong C\cdot(\mathrm{d}u_{in}/\mathrm{d}t), \\ i_2(t) &= \boldsymbol{F}_2(u_{iš}) = u_{iš}(t)/R, \end{aligned}\right\} \quad (2.675)$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta tarus, kad $u_C(t) >> u_{R\,i}(t)$, tai atitinka sąlygą (2.673), o $U_{C\,0}$ – pradinė įtampa kondensatoriuje C laiko momentu $t = 0$.

Iš (2.675) bei (2.662) randame:

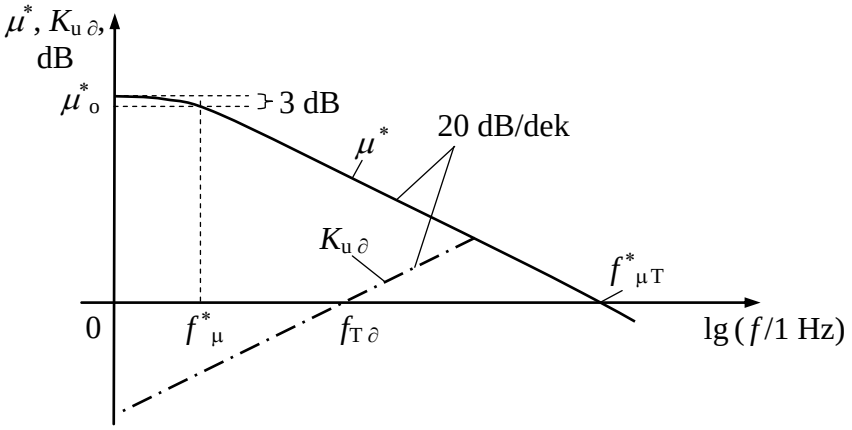
$$u_{iš}(t) \cong -R\cdot C\cdot(\mathrm{d}u_{in}/\mathrm{d}t) = -\tau_{RC}\cdot(\mathrm{d}u_{in}/\mathrm{d}t), \quad (2.676)$$

čia: $\tau_{RC} \cong R\cdot C$ – diferencijavimo konstanta.

Iš (2.673) matome: elektroninio diferenciatoriaus veika – diferencijavimo (2.676)

tikslumas labai stipriai priklauso nuo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažnio f_{in} arba $u_{\text{in}}(t)$ kitimo spartos, nes, didėjant f_{in} arba $u_{\text{in}}(t)$ kitimo spartai, sąlyga (2.673) blogėja. Dėl to visur, kur tik yra galima, diferenciatorius yra keičiamas į integratorių, nes dažnai diferencialinės lygtys matematiškai gali būti perrašomos integralinių lygčių pavidalu.

Analogiškai integratoriui elektroninio diferenciatoriaus diferencijavimo konstantą τ_{RC} yra lengvai nustatoma iš jo *dažninės charakteristikos* $K_{\text{u}\,\partial}(f)$, pateiktos normuotu dažnio f logaritminiu masteliu taip, kaip tai yra parodyta 2.199 pav.



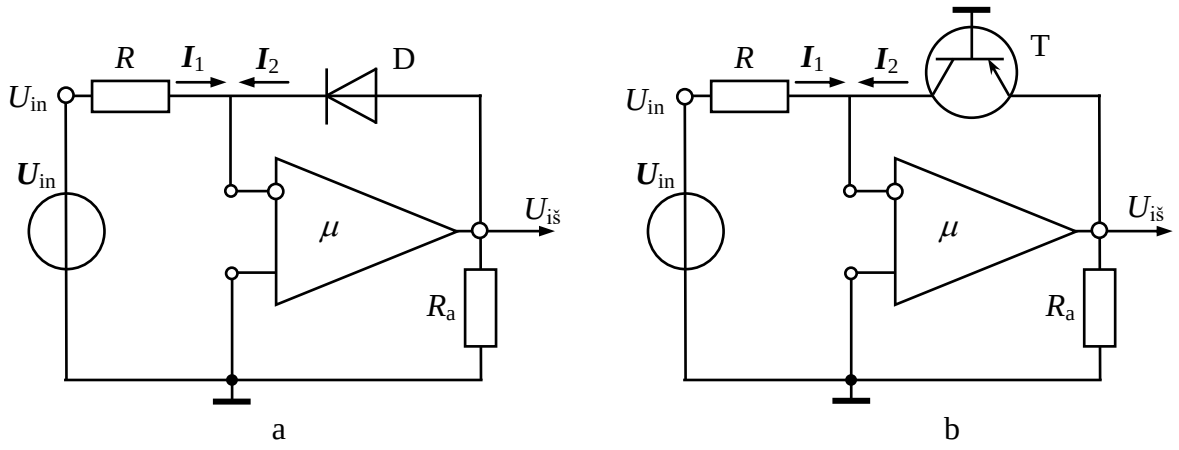
2.199 pav. Elektroninio diferenciatoriaus (2.198 pav.), kuriame panaudotas OS (μ) su dažnine korekcija, dažninės charakteristikos: $K_{\text{u}\,\partial}(f)$ – elektroninio diferenciatoriaus (brūkšninė-taškinė kreivė); $\mu^*(f)$ – OS (μ) su dažnine korekcija (ištisinė kreivė), čia f yra pateiktas normuotu masteliu $f/1$ Hz

Čia pasakysime, kad 2.199 pav. parodytas elektroninio diferenciatoriaus diferencijavimo konstantos τ_{RC} nustatymo būdas yra galimas todėl, kad $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\partial}$ atitinka pirmos eilės aukštų dažnių filtrą ir iš čia:

$$K_{\text{u}\,\partial} = U_{\text{iš}}/U_{\text{in}} = \omega\cdot\tau_{\text{RC}}, \qquad \lg K_{\text{u}\,\partial} = |\lg(\omega\cdot\tau)| \equiv 0\ \text{dB}, \qquad \tau_{\text{RC}} = 1/(2\cdot\pi\cdot f_{\text{T}\,\partial}). \quad (2.676a)$$

Elektroninio diferenciatoriaus įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in}\,\partial} = \infty$, $r_{\text{in}\,\partial} = 1/(2\cdot\pi\cdot f\cdot C)$, o išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš}\,\partial} = R_{\text{iš}}\|R\|R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš}\,\partial} = r_{\text{iš}}\|R\|R_{\text{a}}$.

***Elektroninis logaritmatorius* (*logaritmuoklis*)** – tai įrenginys, atliekantis signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įėjime U_{in} matematinę logaritmavimo funkciją – log $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, lg $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, arba ln $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$. Taigi, logaritmuoklio funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_1$ yra rezistorius R, o funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_2$ – pavyzdžiui, puslaidininkinis diodas D. Tokio įrenginio schema yra parodyta 2.200 pav., a.



2.200 pav. Elektroninis logaritmatorius, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprintuvas su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio grandine jame, kurioje įjungtas puslaidininkinis diodas D (a) arba dvipolis tranzistorius T (b)

Iš 2.200 pav., a, matome, kad funkcijos $\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{\text{in}})$ ir $\cdot\boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{\text{iš}})$ harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atveju yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{I}_1 = \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{U}_{\text{in}}) = \boldsymbol{U}_{\text{in}}/(R_{\text{i}} + R) \cong \boldsymbol{U}_{\text{in}}/R, \quad \boldsymbol{I}_2 = \boldsymbol{F}_2(\boldsymbol{U}_{\text{iš}}) = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/r_{\text{D}}, \tag{2.677}$$

čia: r_{D} – diodo D diferencialinė varža veikos taške $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{D o}}\}$, kurios vertę, esant mažo (silpno) signalo sąlygai, randame iš diodo VACh (pirmoji d.– (1.28), (1.29a)), logaritmuodami abi jos išraiškos puses:

$$\ln(I_{\text{D}}/I_{\text{s}}) = \ln\{\exp[U_{\text{D}}/(m\cdot\varphi_{\text{T}})] - 1\} \Rightarrow U_{\text{D}} = m\cdot\varphi_{\text{T}}\cdot\ln(I_{\text{D}}/I_{\text{s}}),$$

ir iš čia galiausiai randame:

$$r_{\text{D}} = \partial U_{\text{D}}/\partial I_{\text{D}} = m\cdot\varphi_{\text{T}}/(I_{\text{D}} + I_{\text{s}}) \cong m\cdot\varphi_{\text{T}}/I_{\text{D}}. \tag{2.678}$$

Iš (2.677), (2.678) ir (2.662) gauname:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong -(r_{\text{D}}/R)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong -[m\cdot\varphi_{\text{T}}/(I_{\text{D}}\cdot R)]\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}. \tag{2.679}$$

Ši išraiška galioja esant sąlygai $I_{\text{D}} > 0$.

Iš gautos išraiškos (2.679) matome: esant mažo (silpno) signalo sąlygai, harmoninio poveikio $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ atveju diodo D įtaka neigiamojo ryšio grandinėje (2.200 pav., a) pasireiškia tik invertuojančio stiprintuvo įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u}} = m\cdot\varphi_{\text{T}}/(I_{\text{D}}\cdot R)$ vertės priklausomybe nuo diodu D tekančios pastoviosios srovės I_{D}. Akivaizdu, jog nagrinėjamu atveju $I_{\text{D}} \approx 0$, todėl $K_{\text{u}} \Rightarrow \infty \equiv \mu_{\text{o}}$, ir iš čia darome išvadą: *keičiant diodu* D *tekančios tiesioginės srovės* I_{D} *vertę, galima labai plačiose ribose keisti* K_{u} *vertę*. Taigi, 2.200 pav., a, parodytos schemos normaliai veikai yra būtina sudaryti sąlygą $I_{\text{D}} > 0$. Ši sąlyga nagrinėjamu atveju gali būti sudaryta tik tada, kai $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ vertės $u_{\text{in}}(t) \le 0$ – neigiamos, nes tuo metu diodas D yra „atidarytas“ ir $I_{\text{D}} > 0$. Akivaizdu kad, pakeitę diodo D įjungimo į neigiamojo ryšio grandinę kryptį, turėsime kitą veikos sąlygą – $u_{\text{in}}(t) \ge 0$. Taigi, kai įėjime U_{in} poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ tenkina sąlygą $u_{\text{in}}(t) \le 0$, tai tinka bet kokio pavidalo $u_{\text{in}}(t)$ laiko t funkcijai, funkcijos $\boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}}(t))$ ir $\cdot\boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}(t))$ yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} i_1(t) &= \boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}}) = u_{\text{in}}(t)/(R_{\text{i}} + R) \cong u_{\text{in}}(t)/R, \\ i_2(t) &= \boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}) = I_{\text{s}}\cdot\{\exp[u_{\text{iš}}/(m\cdot\varphi_{\text{T}})] - 1\} \cong I_{\text{s}}\cdot\exp[u_{\text{iš}}/(m\cdot\varphi_{\text{T}})], \end{aligned}\right\} \tag{2.680}$$

ir iš čia, bei (2.662), randame:

$$u_{\text{iš}}(t) \cong -m\cdot\varphi_{\text{T}}\cdot\ln[|u_{\text{in}}(t)|/(I_{\text{s}}\cdot R)]. \tag{2.681}$$

Iš čia matome: išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}}(t)$ yra proporcinga įėjime U_{in} poveikio įtampos $u_{\text{in}}(t)$ natūriniam logaritmui.

Čia reikia pasakyti, kad gautoje išraiškoje (2.681) logaritmavimo tikslumas priklauso nuo diodo D elektrinių savybių, kurių neigiamas poveikis pasireiškia tuo, kad m priklauso nuo I_{D} ir, esant santykinai didelėms I_{D} vertėms – >100 μA, gana didelė įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ dalis yra diodo D pasyviojoje ominėje R_{b} varžoje – diodo D mažiau legiruotos srities – bazės varžoje. Šie trūkumai gerokai sumažėja, kai vietoj diodo D yra įjungiamas dvipolis tranzistorius T taip, kaip tai parodyta 2.200 pav., b. Šiuo atveju funkcijos $\boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}(t))$ išraiška yra:

$$i_2(t) = \boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}(t)) \cong I_{\text{s K}}\cdot\exp(u_{\text{iš}}(t)/\varphi_{\text{T}}),$$

ir iš čia, bei (2.680), randame:

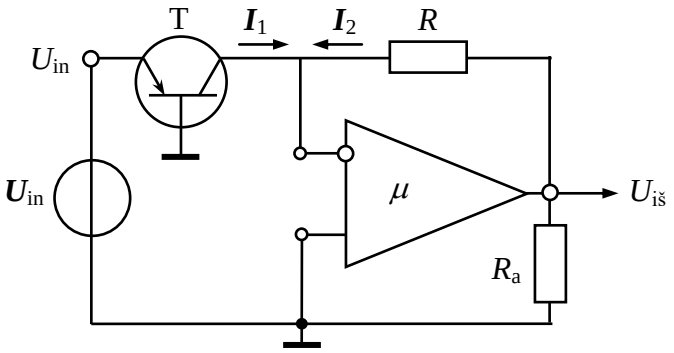
$$u_{\text{iš}}(t) \cong -\varphi_{\text{T}}\cdot\ln[|u_{\text{in}}(t)|/(I_{\text{s K}}\cdot R)], \tag{2.682}$$

čia pasinaudojome į BB schemą įjungto dvipolio tranzistoriaus T perdavimo VACh išraiška (pirmoji d.– (1.120)) – $I_{\text{K}} = I_{\text{s K}}\cdot\exp(|U_{\text{EB}}|/\varphi_{\text{T}})$.

Akivaizdu, jog pakeitę tranzistoriaus T laidumo tipą p–n–p į priešingą n–p–n, turėsime logaritmatoriaus kitą veikos sąlygą – $u_{\text{in}}(t) \ge 0$.

Elektroninio logaritmatoriaus įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in lg}} = r_{\text{in lg}} = R$, o išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš lg}} = R_{\text{iš}}||R_{\text{D}}||R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš lg}} = r_{\text{iš}}||r_{\text{D}}||R_{\text{a}}$ (2.200 pav., a); $R_{\text{iš lg}} = R_{\text{iš}}||R_{\text{EB}}||R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš lg}} = r_{\text{iš}}||r_{\text{EB}}||R_{\text{a}}$ (2.200 pav., b).

Elektroninis eksponentiklis – tai įrenginys, atliekantis signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ įėjime U_{in} matematinę eksponentės funkciją – $\exp \boldsymbol{U}_{\text{in}} \equiv \text{e}^{\boldsymbol{U}_{\text{in}}}$. Taigi, eksponentiklio funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_1$ yra dvipolis tranzistorius T, o funkcinis keturpolis $\boldsymbol{F}_2$ – rezistorius R. Tokio įrenginio schema parodyta 2.201 pav.



2.201 pav. Elektroninis eksponentiklis, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprintuvas su OS (μ) ir neigiamojo grįžtamojo ryšio grandine jame, kurioje įjungtas dvipolis tranzistorius T

Iš 2.201 pav. matome, jog ir čia taip pat yra būtina sąlygą – įėjime U_{in} signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ turi būti tik vieno poliškumo: + arba –. Taigi, nagrinėjamu atveju naudojant p–n–p tranzistorių T, ši sąlyga yra $u_{\text{in}}(t) \geq 0$, nes tai atitinka „atidaryto“ tranzistoriaus T normaliąją veiką. Todėl, kai poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ tenkina sąlygą $u_{\text{in}}(t) \geq 0$, kuri tinka bet kokio pavidalo $u_{\text{in}}(t)$ laiko t funkcijai, funkcijos $\boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}}(t))$ ir$\cdot\boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}(t))$ yra išreiškiamos taip:

$$i_1(t) = \boldsymbol{F}_1(u_{\text{in}}(t)) \cong I_{\text{s K}} \cdot \exp(u_{\text{in}}(t)/\varphi_{\text{T}}), \;\; i_2(t) = \boldsymbol{F}_2(u_{\text{iš}}(t)) = u_{\text{iš}}(t)/R, \quad (2.683)$$

ir iš čia, bei (2.662), randame:

$$u_{\text{iš}}(t) \cong -I_{\text{s K}} \cdot R \cdot \exp[|u_{\text{in}}(t)|/\varphi_{\text{T}}]. \quad (2.684)$$

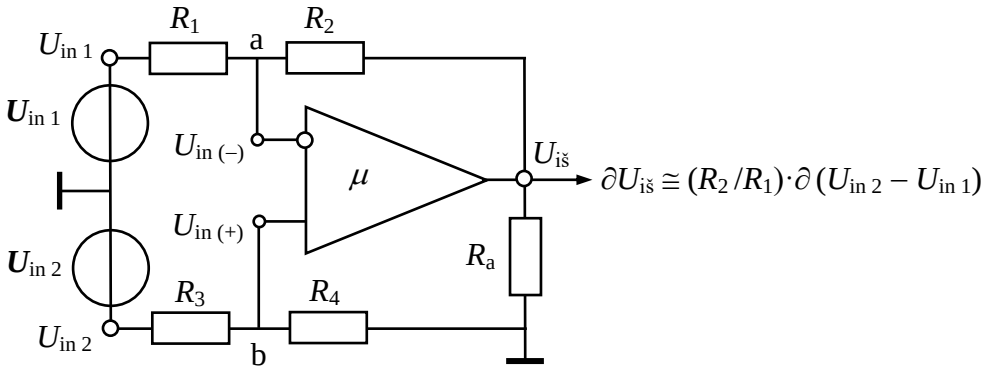
Elektroninio eksponentiklio įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in exp}} = R_{\text{EB}}$, $r_{\text{in exp}} = r_{\text{EB}}$, o išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš exp}} = R_{\text{iš}}||R||R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš exp}} = r_{\text{iš}}||R||R_{\text{a}}$.

Iš 2.188 pav. matome: OS (μ) įėjimai $U_{\text{in}\,(\pm)}$ gali būti veikiami dviem skirtingais signalais $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$, veikiančiais vienu metu jo neinvertuojančiame $U_{\text{in}\,(+)}$ bei invertuojančiame $U_{\text{in}\,(-)}$ įėjimuose. Kaip ir anksčiau, nagrinėsime atvejus be teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinės – tik su neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, kai įėjimuose $U_{\text{in}\,(\pm)}$ kartu veikia poveikių signalai $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,(1;\,2)}$ arba $\boldsymbol{I}_{\text{in}\,(1;\,2)}$.

Analoginių signalų elektroninis atimtuvas – tai elektroninis įrenginys, atliekantis dviejų elektrinių signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,(1;\,2)}$matematinę atimties funkciją – $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in}} \equiv \boldsymbol{U}_{\text{in}\,1} - \boldsymbol{U}_{\text{in}\,2}$. Akivaizdu, kad šiuo atveju OS (μ) įėjimai $U_{\text{in}\,(\pm)}$ yra vienu metu veikiami dviem skirtingais signalais $\boldsymbol{U}_{\text{in}\,(1;\,2)}$ (2.188 pav.), kaip ir diferencinio (skirtuminio) stiprintuvo atveju (2.96 pav.). Todėl taip veikiantis OS (μ) yra vadinamas *skirtuminiu stiprintuvu*. Čia nagrinėsime atvejus tik kai yra neigiamasis grįžtamasis ryšys, todėl OS (μ) kartu veikia kaip neinvertuojantis (2.189 pav., a) ir invertuojantis (2.191 pav.) stiprintuvai. Esminė šios veikos realizavimo problema OS (μ) yra ta, kad neinvertuojančio įėjimo $U_{\text{in}\,(+)}$ ir invertuojančio įėjimo $U_{\text{in}\,(-)}$ atitinkami įtampos stiprinimo koeficientai $K_{\text{u}\,(+)}$ (2.657) ir $K_{\text{u}\,(-)}$ (2.660) skiriasi vienetu:

$$K_{\text{u}\,(+)} - K_{\text{u}\,(-)} = 1 + (R_2/R_1) - (R_2/R_1) = 1. \quad (2.685)$$

Akivaizdu, kad didesnės vertės įtampos stiprinimo koeficientą $K_{\text{u}\,(+)}$ galima kompensuoti atitinkamu rezistoriniu įtampos dalikliu $R_3||R_4$ taip, kaip tai parodyta 2.202 pav.



2.202 pav. Elektroninis atimtuvas, kuriame panaudotas OS (μ) su rezistoriniu R_1–R_2 neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame, čia išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\partial U_{\text{iš}}$ išraiška galioja, kai yra tenkinama sąlyga $R_2/R_1 = R_4/R_3$

Skirtuminio įtampos $\Delta\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprintuvo (2.202 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išraišką, esant atitinkamiems, pavyzdžiui, harmoniniams poveikiams $\boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$, surasime taikydami įtampų superpozicijos principą. Kai harmoninio poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in }1} \neq 0$ veikia tik įėjime $U_{\text{in (–)}}$, o įėjimo $U_{\text{in (+)}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in }2} = 0$, iš (2.659) gauname:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš (1)}} = -(R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }1}. \tag{2.685a}$$

Kai harmoninio poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in }2} \neq 0$ veikia tik įėjime $U_{\text{in (+)}}$, o įėjimo $U_{\text{in (–)}}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in }1} = 0$, išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš (2)}}$ vertę randame iš (2.656):

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš (2)}} = [R_4/(R_3 + R_4)]\cdot\{1 + [R_2/(R_1 + R_{\text{i}})]\}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }2}, \tag{2.685b}$$

čia išvesdami įskaitėme rezistorinio įtampos daliklio $R_3\|R_4$ įtaką.

Iš (2.685a, b) galutinai randame įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš (1)}} + \boldsymbol{U}_{\text{iš (2)}} = -(R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }1} + [R_4/(R_3 + R_4)]\cdot[1 + R_2/(R_1 + R_{\text{i}})]\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }2} \cong$$

$$\cong -(R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }1} + (R_4/R_3)\cdot(1 + R_2/R_1)\cdot(1 + R_4/R_3)^{-1}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in }2},$$

čia apytikslė išraiška yra parašyta tarus, kad $R_1 >> R_{\text{i}}$, ir iš čia, esant papildomai sąlygai, kad $R_2/R_1 = R_4/R_3$, gauname:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong (R_2/R_1)\cdot(\boldsymbol{U}_{\text{in }2} - \boldsymbol{U}_{\text{in }1}). \tag{2.686}$$

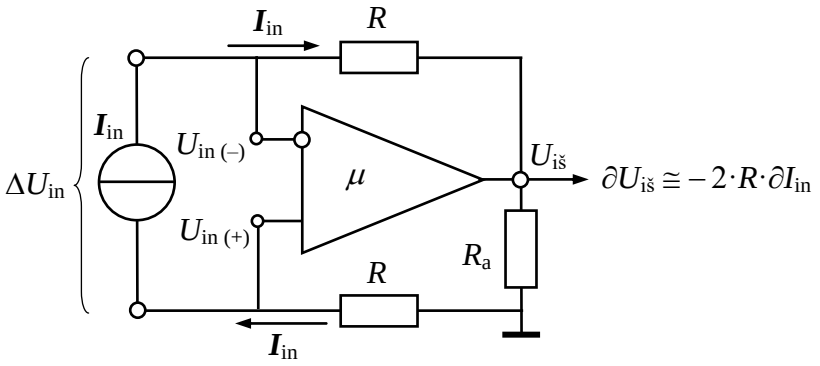
Iš (2.686) matome: kai $R_2 = R_1 = R_4 = R_3$, tai $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} \cong \boldsymbol{U}_{\text{in }2} - \boldsymbol{U}_{\text{in }1}$ – turime „švarią“ dviejų signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$atimtį. Kita vertus, akivaizdu, kad $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ nepriklausys nuo $\boldsymbol{U}_{\text{in 1}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in 2}}$ amplitudžių $U_{\text{o in (1; 2)}}$ kitimo, jei tuo metu galios sąlyga $U_{\text{o in 2}} - U_{\text{o in 1}} = \text{const}$. Čia pasakysime, kad harmoninių signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$ atveju įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ vertė priklauso ir nuo atimamų signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$ atitinkamų fazių $\varphi_{\text{in (1; 2)}}$ skirtumo $\Delta\varphi = \varphi_{\text{in 2}} - \varphi_{\text{in 1}}$. Iš čia gauname, kad kai $\Delta\varphi = \pm\,\pi$ rad $\equiv \pm\,180^{\text{o}}$, tai vietoj atimties veiksmo atliekamas signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in (1; 2)}}$ įėjime $U_{\text{in (1; 2)}}$ sudėties veiksmas. Akivaizdu, kad gauta išraiška (2.686) tinka ir tada, kai įėjimuose $U_{\text{in (1; 2)}}$ signalai $\boldsymbol{U}_{\text{in 1}} = u_{\text{in 1}}(t)$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in 2}} = u_{\text{in 2}}(t)$ yra bet kokio pavidalo laiko t funkcijos:

$$u_{\text{iš}}(t) \cong (R_2/R_1)\cdot[u_{\text{in 2}}(t) - u_{\text{in 1}}(t)]. \tag{2.687}$$

Elektroninio atimtuvo įėjimo $U_{\text{in 1}}$ varžos $R_{\text{in 1 }\Delta} = r_{\text{in 1 }\Delta} = R_1$, o įėjimo $U_{\text{in 2}}$ varžos $R_{\text{in 2 }\Delta} = r_{\text{in 2 }\Delta} = R_3 + R_4$ ir atitinkamai išėjimo $U_{\text{iš}}$ varžos $R_{\text{iš }\Delta} = R_{\text{iš}}\|R_2\|R_{\text{a}}$, $r_{\text{iš }\Delta} = r_{\text{iš}}\|R_2\|R_{\text{a}}$.

Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis – tai elektroninis įrenginys, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos stiprintuvas su OS (μ) ir rezistoriniu R neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame. Tokio įrenginio schema parodyta 2.189 pav., b, kuriame įėjimo U_{in} srovės šaltinis $\boldsymbol{I}_{\text{in}}$ yra galvaniškai atskirtas nuo „žemės“ taip, kaip tai parodyta 2.203 pav.

Iš 2.203 pav. ir 2.189 pav., a, matome, kad dėl įėjime U_{in} per rezistorius R tekančių



2.203 pav. Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis, kuriame panaudotas OS (μ) su rezistoriniu R neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame, o įėjimo ΔU_{in} srovės šaltinis $\boldsymbol{I}_{in}$ yra galvaniškai atskirtas nuo „žemės“

srovių $\boldsymbol{I}_{in}$ poveikio OS (μ) invertuojančiame $U_{in\,(-)}$ ir neinvertuojančiame $U_{in\,(+)}$ įėjimuose atsiranda atitinkamos įtampos ($\boldsymbol{I}_{in} \cdot R$) ir ($-\boldsymbol{I}_{in} \cdot R$), ir todėl išėjime $U_{iš}$ įtampa $\boldsymbol{U}_{iš}$ yra:

$$\boldsymbol{U}_{iš} = [1 + (R/R_i)] \cdot [-\boldsymbol{I}_{in} \cdot R - \boldsymbol{I}_{in} \cdot R)] \cong -2 \cdot \boldsymbol{I}_{in} \cdot R, \qquad (2.688)$$

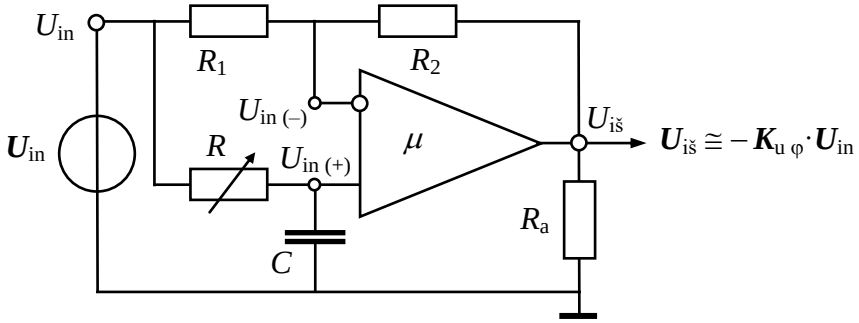
čia apytikslė lygybė yra parašyta tarus, kad $R_i \Rightarrow \infty$ – srovės šaltinio $\boldsymbol{I}_{in}$ vidaus varža.

Akivaizdu, kad gauta išraiška (2.688) tinka ir tada, kai srovės šaltinio srovė $\boldsymbol{I}_{in} = i_{in}(t)$ – bet kokio pavidalo laiko t funkcija:

$$u_{iš}(t) \cong -2 \cdot i_{in}(t) \cdot R. \qquad (2.689)$$

Čia reikia pasakyti, kad galvaniškai nuo „žemės“ atskirtas įėjimo ΔU_{in} srovės šaltinis $\boldsymbol{I}_{in}$ gali būti transformatoriaus Tr antrinė apvija II– n_2, puslaidininkinis foto diodas ar kitoks išoriniam poveikiui jautrus jutiklis, ir t. t. Simetrinio invertuojančio srovės-įtampos keitiklio įėjimo ΔU_{in} varžos $R_{in\ I/U} = 2 \cdot R + R_{iš} \| R_a$, $r_{in\ I/U} = 2 \cdot R + r_{iš} \| R_a$ ir atitinkamai išėjimo $U_{iš}$ varžos $R_{iš\ I/U} = R_{iš} \| R \| R_a$, $r_{iš\ I/U} = r_{iš} \| R \| R_a$.

Elektroninis invertuojantis įtampos fazės keitiklis – tai elektroninis įrenginys, padarytas invertuojančio įtampos stiprintuvo su OS (μ) ir rezistoriniu $R_{(1;\ 2)}$ neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame. Tokio įrenginio schema atitinka parodytą 2.189 pav., b, kurio įėjime U_{in} įjungtas įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ šaltinis, vienu metu veikiantis abejus OS (μ) įėjimus $U_{in\,(\pm)}$ taip, kaip tai yra parodyta 2.204 pav.



2.204 pav. Elektroninis invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{iš}$ (R) keitiklis, kuriame panaudotas OS (μ) su neigiamuoju rezistoriniu $R_{(1;\ 2)}$ grįžtamuoju ryšiu jame, čia invertuojantis įėjimas $U_{in\ (-)}$ tiesiogiai, o neinvertuojantis įėjimas $U_{in\,(+)}$ per integruojamąją RC– grandinę kartu yra veikiami įėjime U_{in} poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$

Iš 2.204 pav. matome: invertuojantis įėjimas $U_{in\ (-)}$ tiesiogiai, o neinvertuojantis įėjimas $U_{in\,(+)}$ per integruojamąją RC– grandinę, tuo pačiu metu yra veikiami įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$. Išėjime $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ išraišką surasime taikydami įtampų superpozicijos principą. Kai

harmoninio poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}} \neq 0$ veikia tik įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$, o įėjime $U_{\text{in}\,(+)}$ įtampa lygi 0, iš (2.659) turime:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}\,(-)} = -(R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}. \tag{2.689a}$$

Kai harmoninio poveikio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{in}} \neq 0$ veikia tik įėjime $U_{\text{in}\,(+)}$, o įėjime $U_{\text{in}\,(-)}$ įtampa lygi 0, išėjimo $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}\,(+)}$ vertę randame iš (2.636):

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}\,(+)} = [\boldsymbol{Z}_{\text{C}}/(R + \boldsymbol{Z}_{\text{C}})]\cdot[1 + R_2/(R_1 + R_{\text{i}})]\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong$$

$$\cong [\boldsymbol{Z}_{\text{C}}/(R + \boldsymbol{Z}_{\text{C}})]\cdot(1 + R_2/R_1)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}, \tag{2.689b}$$

čia išvesdami įskaitėme *RC*– įtampos daliklio $R\|C$ įtaką ir apytikslė išraiška parašyta tarus, kad $R_1 >> R_{\text{i}}$.

Į (2.689a, b) įstatę tapatybę $\boldsymbol{Z}_{\text{C}} = (\text{j}\cdot\omega\cdot C)^{-1}$ galutinai randame įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}\,(-)} + \boldsymbol{U}_{\text{iš}\,(+)} \cong [-R_2/R_1 + (1 + R_2/R_1)/(1 + \text{j}\cdot\omega\cdot C)]\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong$$

$$\cong \{-R_2/R_1 + (1 + R_2/R_1)/[1 + (\omega\cdot R\cdot C)^2] +$$

$$+ \text{j}\cdot(1 + R_2/R_1)\cdot\omega\cdot R\cdot C/[1 + (\omega\cdot R\cdot C)^2]\}\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}. \tag{2.689c}$$

Iš čia, kai $R_2/R_1 = 1$, gauname elektroninio invertuojančio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{iš}}(R)$ keitiklio diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi} = \boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi} \cong [1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]/[1 + (\omega\cdot R\cdot C)^2] - \text{j}\cdot 2\cdot\omega\, R\cdot C/[1 + (\omega\cdot R\cdot C)^2], \tag{2.690}$$

ir iš čia gauname koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi}$ modulio $|\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi}| = K_{\text{u}\,\varphi}$ vertę:

$$K_{\text{u}\,\varphi} \cong 1. \tag{2.690a}$$

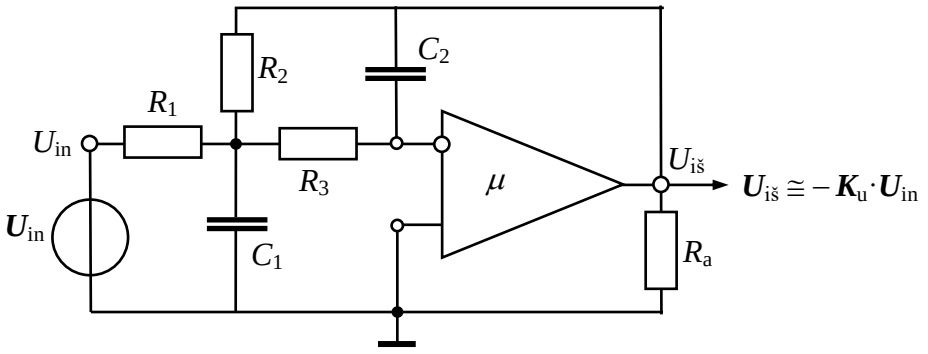
Iš čia matome, kad $K_{\text{u}\,\varphi}$ nepriklauso nuo potenciometro R varžos vertės, o koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi}$ fazė $\varphi_{\text{iš}}(R)$ yra:

$$\varphi_{\text{iš}}(R) = \text{arctg}\,(\text{Im}\,\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi}/\text{Re}\,\boldsymbol{K}_{\text{u}\,\varphi}) \cong$$

$$\cong \text{arctg}\,\{-2\cdot\omega\cdot R\cdot C/|[1 - (\omega\cdot R\cdot C)^2]|\} \equiv -2\cdot\text{arctg}\,(\omega\cdot R\cdot C). \tag{2.691}$$

Iš čia matome: įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazė $\varphi_{\text{iš}}(R)$ išėjime $U_{\text{iš}}$ priklauso nuo potenciometro R varžos vertės ir kinta ribose nuo 0^{o} iki -180^{o} arba nuo 0 rad iki $-\pi$ rad.

Žemųjų dažnių aktyvusis filtras – tai elektroninis įrenginys, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprintuvas su OS (μ) ir *RC*– grandinės neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame. Toks įtaisas parodytas 2.205 pav.



2.205 pav. Žemųjų dažnių aktyvusis filtras, kuriame panaudotas OS (μ) su *RC*– grandinės neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame

Iš 2.205 pav. matome: neigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė yra dviejų pakopų ir todėl turime antrosios eilės žemųjų dažnių filtrą, kurio išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ aukštųjų dažnių srityje, kai $\omega \geq \omega_{(\text{r a})}$, slopsta sparčiau nei 20 dB per dekadą, o elektroniniame integratoriuje (2.197 pav.) – pirmosios eilės aktyviajame žemųjų dažnių filtre bei elektroniniame

diferenciatoriuje (2.199 pav.) – pirmosios eilės aktyviajame aukštųjų dažnių filtre, išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ slopsta 20 dB per dekadą. Akivaizdu, kad sudėtingos neigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės atveju matematiškai gauti filtro dažninę charakteristiką – $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = \boldsymbol{K}_{\text{u}} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{in}}$, yra gana sunkus uždavinys, nors ir šiuo atveju galioja sąlyga $U_{\text{in}\,(-)} = 0$. Todėl pateikiame galutinį jo skaičiavimų rezultatą be išvedimo:

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}} = -\boldsymbol{U}_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{in}} \cong -(R_2/R_1)/\{[1 + \boldsymbol{p}\cdot\omega_{\text{r}}\cdot C_2\,(R_2 + R_3 + R_2\cdot R_3/R_1)] + \\ + \boldsymbol{p}^2\cdot\omega_{\text{r}}{}^2\cdot C_1\cdot C_2\cdot R_2\cdot R_3\}, \qquad (2.691a)$$

čia: $\boldsymbol{p} = \text{j}\cdot\omega/\omega_{\text{r}}$, ir iš čia gauname:

$$K_{\text{u o}} \cong R_2/R_1. \qquad (2.691b)$$

Žemų dažniųjų aktyvaus filtro (2.205 pav.) pasyvių R ir C elementų parametrai yra apskaičiuojami pasirinktai ribinio dažnio ω_{r} vertei, kuri yra nustatoma iš sąlygos:

$$K_{\text{u}}(\omega)\big|_{\omega=\omega_{\text{r}}} = K_{\text{u o}}/2^{1/2}, \qquad (2.691c)$$

ir iš čia turime:

$$R_1 \cong R_2/K_{\text{u o}} \Rightarrow R_2 \cong a\cdot C_1 - [(a\cdot C_1)^2 - 4\cdot C_1\cdot C_2\cdot b\cdot(1 - K_{\text{u o}})]^{1/2}, \Rightarrow \\ \Rightarrow R_3 \cong b/(4\cdot\pi^2\cdot f_{\text{r}}{}^2\cdot C_1\cdot C_2\cdot R_2), \qquad 691\text{d})$$

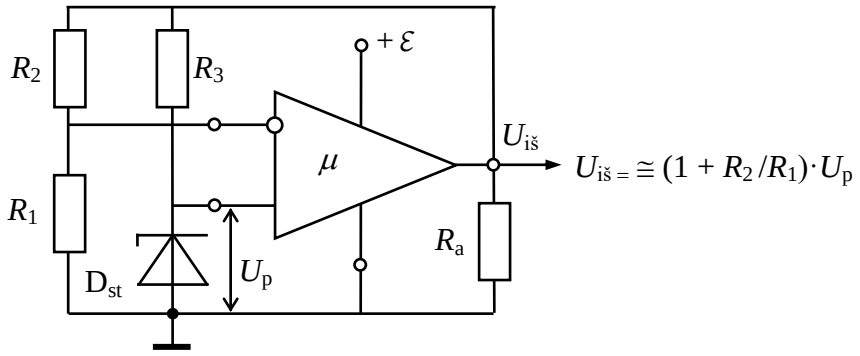
čia:

$$f_{\text{r}} = \omega_{\text{r}}/(2\cdot\pi), \quad a = \omega_{\text{r}}\cdot C_2\cdot(R_2 + R_3 + R_2\cdot R_3/R_1), \quad b = \omega_{\text{r}}{}^2\cdot C_1\cdot C_2\cdot R_2\cdot R_3, \qquad (2.691e)$$

ir pateiktos išraiškos (2.691d, e) galioja, kai yra tenkinama sąlyga:

$$C_1/C_2 \geq 4\cdot b\cdot(1 - K_{\text{u o}})/a^2. \qquad (2.691f)$$

Atskaitos* (*atraminės*) *įtampos elektroninis šaltinis – tai elektroninis įrenginys, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos stiprintuvas su OS (μ) ir rezistoriniu $R_{(1;\ 2)}$ neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame. Toks įrenginys parodytas 2.206 pav.



2.206 pav. Atskaitos (atraminės) įtampos $U_{\text{iš}\ =}$ elektroninis šaltinis, kuriame panaudotas invertuojantis įtampos stiprintuvas su OS (μ) ir rezistoriniu $R_{(1;\ 2)}$ neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu jame

Iš 2.206 pav. matome: šioje OS (μ) taikymo schemoje maitinimo grandinė sudaryta tik su vienu šaltiniu $\mathcal{E}$ – *nesimetrinis maitinimas*. Taip pat šioje schemoje be neigiamojo grįžtamojo ryšio, sudaryto iš įtampos $U_{\text{iš}\ =}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ rezistorinio daliklio $R_1 \| R_2$, yra panaudotas ir teigiamasis grįžtamasis ryšys, kurį sudaro įtampos $U_{\text{iš}\ =}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ rezistorinis daliklis $R_{\text{Dst}} \| R_3$, čia R_{Dst} – puslaidininkinio stabilitrono D_{st} varža pastoviajai srovei pramušimo veikos srityje, kurioje pastovinimo įtampa $U_{\text{p}} \cong$ const. Todėl šio įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ nusistovi pastovioji išėjimo įtampa $U_{\text{iš}\ =}$, kurios vertė yra:

$$U_{\text{iš}\ =} \cong (1 + R_2/R_1)\cdot U_{\text{p}}, \qquad (2.692)$$

čia neinvertuojančio įtampos stiprintuvo (2.189 pav., a) įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\ (+)}$

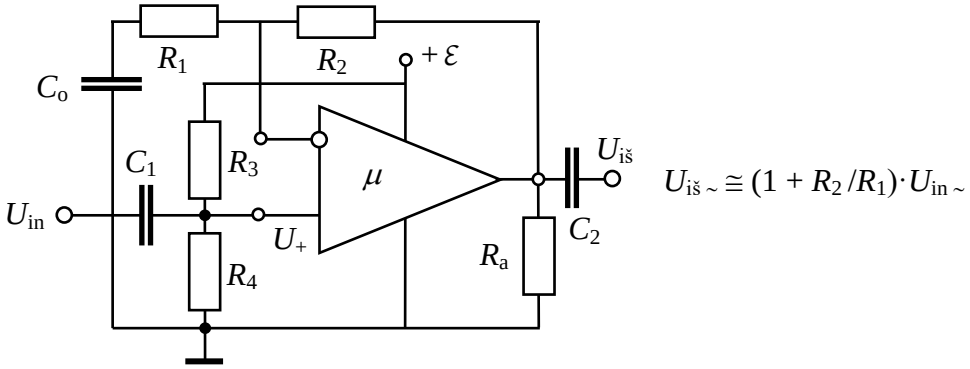
vertė $[1 + (R_2/R_1)]$ yra parenkama taip, kad galiotų sąlyga $U_{\text{iš}=} < \mathcal{E}$.

Kita vertus, pasakysime, kad teigiamasis grįžtamasis ryšys gali sukelti nagrinėjamo įrenginio (2.206 pav.) susižadinimą – parazitinę generaciją (2.1.3 poskyris). Todėl, norint išvengti parazitinės generacijos, stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}\,(+)}$ vertė $[1 + (R_2/R_1)]$ turi tenkinti papildomą sąlygą:

$$[1 + (R_2/R_1)]\cdot[r_\text{p}/(r_\text{p} + R_3)] < 1, \qquad (2.693)$$

čia: r_p – puslaidininkinio stabilitrono D_st diferencialinė varža atgalinės VACh įtampos pastovinimo srityje (pirmoji d.– (1.64)), kuri dažniausiai yra gana maža – $r_\text{p} < 100\ \Omega$, ir todėl sąlyga (2.693) yra lengvai įvykdoma.

Čia pasakysime, kad OS (μ) nesimetrinis maitinimas yra taikomas ir stiprintuvuose, pavyzdžiui, taip, kaip tai parodyta 2.206a pav.



2.206a pav. Neinvertuojantis stiprintuvas su OS (μ), kuriame panaudotas nesimetrinis maitinimas $\mathcal{E}$ ir neigiamasis grįžtamasis ryšis $R_{(1;\,2)}$

Iš 2.206a pav. matome, kad A- klasės veika nustatoma įtampos $\mathcal{E}$ dalikliu $R_3 \| R_4$ iš sąlygos: $U_+ = \mathcal{E}\cdot R_4/(R_3 + R_4) = \mathcal{E}/2$, kai $R_3 = R_4$. Kondensatoriaus C_o talpa lemia žemąjį ribinį dažnį $f_{\text{r}\,\check{\text{z}}}$ ir todėl ši talpa turi tenkinti sąlygą: $(2\cdot\pi\cdot f_{\text{r}\,\check{\text{z}}}\cdot C_\text{o})^{-1} \le (R_1 + R_2)/10$. Esant šiai sąlygai, stiprintuvo (2.206a pav.) kintamosios įtampos $U_{\text{in}\ \sim}$ stiprinimo koeficientas $K_\text{u} \cong$ $\cong 1 + R_2/R_1$.·Taip pat akivaizdu, kad kondensatorius C_o lemia OS (μ) veiką pastoviosios įtampos U_+ kartotuvo veikoje (2.189 pav., a, kai $R_1 \Rightarrow \infty$).

Čia reikia pasakyti, kad teigiamasis grįžtamasis ryšys yra taikomas ir jau išnagrinėtų elektroninių įtaisų su OS (μ) kituose variantuose, pavyzdžiui, antrosios eilės aktyviajame žemųjų dažnių filtre, elektroniniame induktyvumo ekvivalente – *giratoriuje* (su jo schemų variantais ir veikimu susipažinkite savarankiškai), ir t. t., kuriuose taip pat yra būtina imtis specialiųjų priemonių parazitiniam susižadinimui išvengti.

Toliau nagrinėsime elektroninius įrenginius su teigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, kurių esminė paskirtis – elektrinių signalų generacija.

2.2. Elektrinių signalų generatoriai

Šios mokomosios priemonės 2.1.3 poskyryje – „Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose“ parodėme, kad stiprintuve, turinčiame grįžtamojo ryšio grandinę (2.111 pav.), kurioje yra sudarytos *fazių balanso* bei *amplitudžių balanso* sąlygos (2.378), turime realizuotą *teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinę*. Todėl toks elektroninis įtaisas tampa *elektrinių virpesių generatoriumi*, kuriame *maitinimo šaltinio pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ arba* (*ir*) *srovės $I_=$ energija yra keičiame į kintamojo signalo $P_{\text{iš}\ \sim} = U_{\text{iš}\ \sim}\cdot I_{\text{iš}\ \sim}$ energiją*. Taigi, galima teigti: *bet koks elektrinių signalų stiprintuvas, turintis stiprinimo diferencialinį koeficientą $\boldsymbol{K}_{\text{u, i, p}} > 1$, gali būti panaudotas elektrinių virpesių generatoriui sudaryti*, ir tai lemia labai didelę generatorių įvairovę. Čia pasakysime, kad bet koks elektrinių signalų stiprintuvas

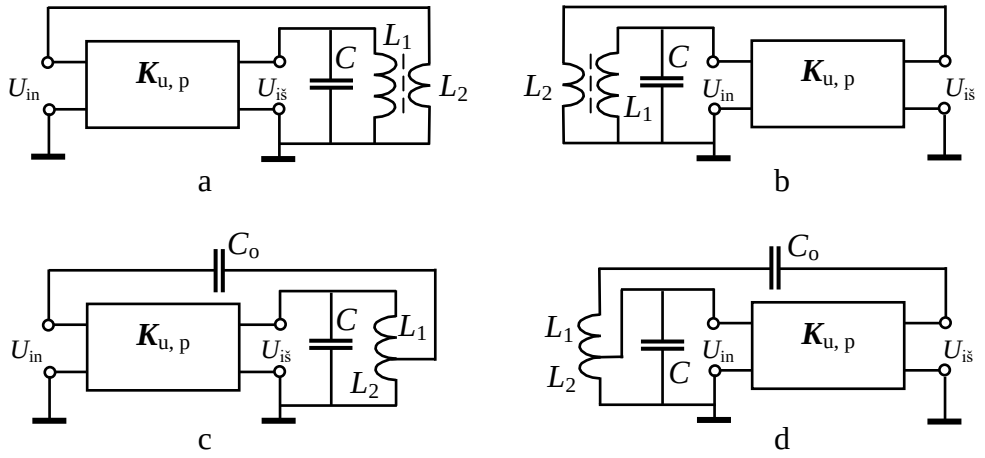
būtinai tenkina sąlygą $\boldsymbol{K}_{\text{p}} > 1$, nes kitu atveju, kai $\boldsymbol{K}_{\text{p}} < 1$, turime elektrinių signalų slopintuvą – galios daliklį, dažnių filtrą ir t. t.

2.2.1. Harmoninių signalų generatoriai su vienu tranzistoriumi (dvipoliu arba vienpoliu)

Elementarios BB ir BE stiprinimo pakopos su dvipoliais tranzistoriais arba BU ir BI stiprinimo pakopos su vienpoliais (lauko) tranzistoriais yra dažniausiai naudojamos elektrinių signalų elementariausiems generatoriams sudaryti, nes šių pakopų $\boldsymbol{K}_{(\text{u, p})} > 1$. Elementariųjų BK, EK, BS ir IK stiprinimo pakopų $\boldsymbol{K}_{\text{u}} < 1$, todėl jos retai taikomos elektrinių signalų generatoriui sudaryti. Tačiau šiose pakopose $\boldsymbol{K}_{(\text{i, p})} > 1$, ir tai leidžia realizuoti elektrinių signalų generatorių su srovės teigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, tačiau tai dažnai yra keblu dėl srovės šaltinį atitinkančių grandinių, kurių $R \Rightarrow \infty$, sudarymo sunkumų, kai dažniai f yra aukštieji – $f \geq 10$–100 MHz. Pagal grįžtamojo ryšio grandinės veikimo principą, elektrinių virpesių generatoriai yra skirstomi į tris tipus:

1 – *induktyviojo* (*transformatorinio, autotransformatorinio*) su rezonansiniu *LC*– kontūru;
2 – *talpinio* su *RC*– grandinėmis;
3 – *galvaninio* (*rezistorinio*) ryšio generatoriai.

Induktyviojo (*transformatorinio, autotransformatorinio*) ryšio generatorių, vadinamųjų *LC– generatorių*, sudarymo principai yra parodyti 2.207 pav.



2.207 pav. Induktyviojo (transformatorinio (a, b), autotransformatorinio (c, d)) ryšio *LC*– generatorių principinės elektroninės schemos

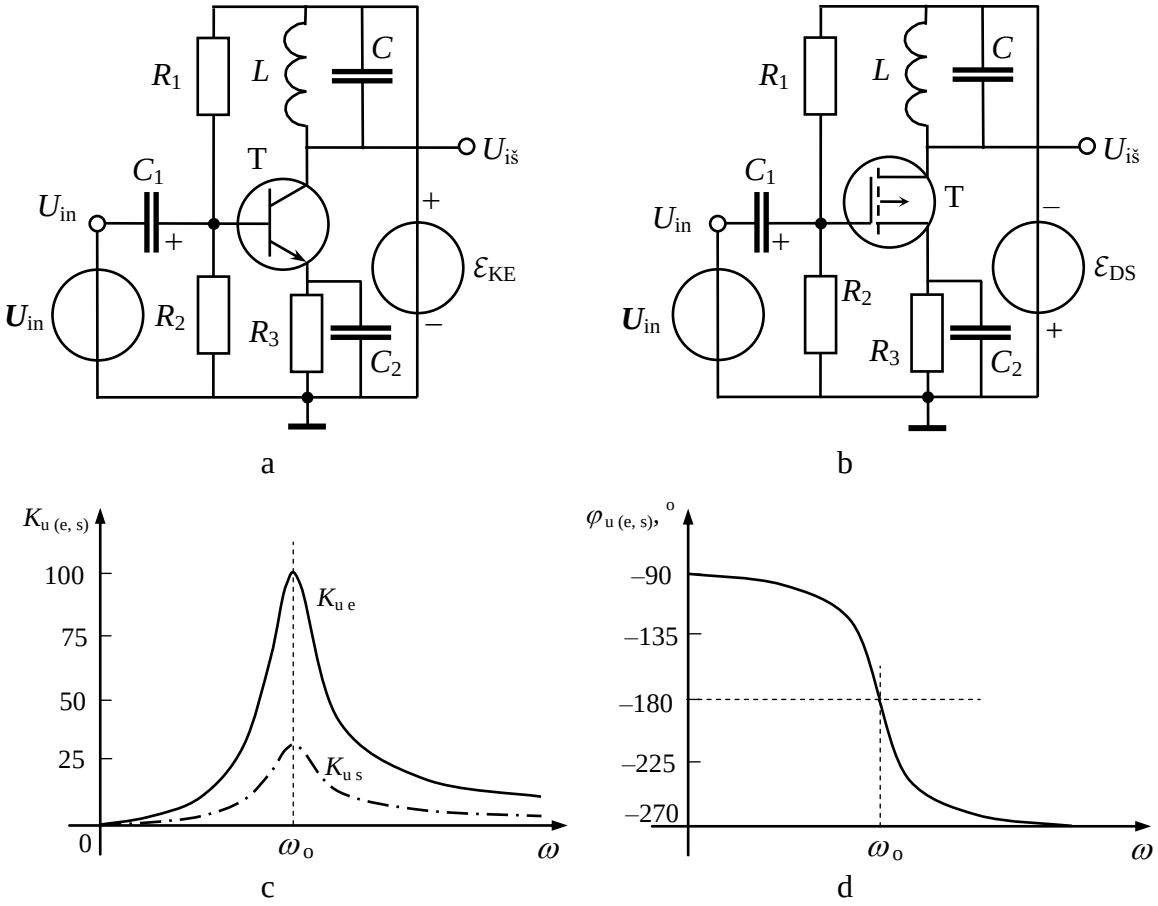
Iš 2.207 pav. matome: induktyviojo ryšio harmoninių virpesių generatoriuje yra būtinas rezonansinis *LC*– kontūras, kurio esminė paskirtis – garantuoti *fazių balanso* bei *amplitudžių balanso* sąlygas (2.378) pasirinktam generuojamų harmoninių virpesių dažniui $\omega_{\text{gen}} \cong \omega_{\text{o}} = (L \cdot C)^{-1/2}$ – Tomsono formulė. Čia galimi du variantai:

1 – kai rezonansinis *LC*– kontūras yra įjungtas stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinėje (2.207 pav., a ir c);

2 – kai rezonansinis *LC*– kontūras yra įjungtas stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} grandinėje (2.207 pav., b ir d).

Čia pasakysime, kad visais atvejais būtina atsižvelgti į *LC*– kontūrą šuntuojančios varžos R_{in} bei $R_{\text{iš}}$ atitinkamai stiprinimo pakopos įėjime U_{in} ir išėjime $U_{\text{iš}}$ vertę. Taigi, pirmuoju atveju iš esmės turime *rezonansinę LC– stiprinimo pakopą*, kurios stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{(\text{u, p})}$ dažninė charakteristika $K_{(\text{u, p})}(\omega)$ įgauna ryškų rezonansinį pobūdį. Tai iliustruoja tipinė dažninė charakteristika $K_{\text{u e}}(\omega)$ BE schemos atveju su dvipoliu

tranzistoriumi ir $K_{u\ s}\,(\omega)$ BI schemos atveju su lauko (MDP) tranzistoriumi, kai turime rezonansinį lygiagretųjį *LC*– kontūrą išėjimo grandinės $U_{iš}$ apkrovoje, kurie yra parodyti 2.208 pav.

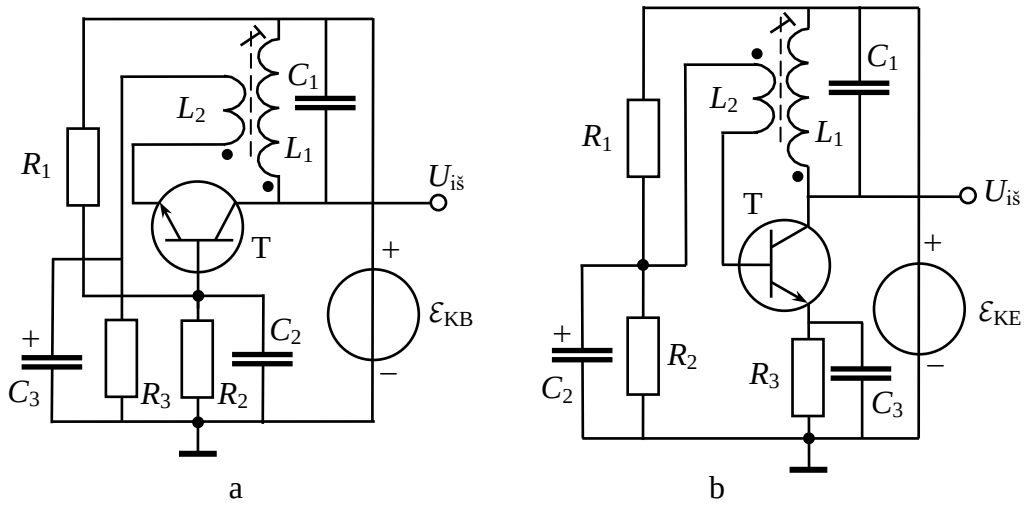


2.208 pav. Rezonansinė *LC*– stiprinimo pakopa BE schemos atveju (a) ir BI schemos atveju (b) su rezonansiniu lygiagrečiuoju *LC*– kontūru apkrovoje, bei šių schemų atitinkamų įtampos stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{u\ (e,\ s)}$ amplitudės bei fazių dažninės charakteristikos $K_{u\ (e,\ s)}\,(\omega)$ (c) ir $\varphi_{u\ (e,\ s)}\,(\omega)$ (d)

Iš 2.208 pav., c, matome: įtampos stiprinimo koeficientų $K_{u\ (e,\ s)}\,(\omega)$ didžiausia vertė $K_{u\ (e,\ s)\ max}$ yra gaunama rezonansinio dažnio $\omega_o = (L{\cdot}C)^{-1/2}$ aplinkoje, ir tai yra susiję su stiprinimo pakopos koeficientų $K_{u\ (e,\ s)} \cong R_a{\cdot}S$ priklausomybe nuo apkrovos varžos R_a vertės (pirmoji d.– 1.63 pav. ir 1.96 pav., b) – didėjant R_a, koeficientų $K_{u\ (e,\ s)}$ vertės taip pat didėja, čia: *S* – tranzistorių statumai (pirmoji d.– (1.146) ir (1.283)). Taigi, iš čia matome: BE ir BI pakopų dažninės charakteristikos $K_{u\ (e,\ s)}(\omega)$ atkartoja rezonansinio lygiagrečiojo *LC*– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{lig}$ modulio Z_{lig} priklausomybę nuo dažnio ω (2.28 pav.). Fazinės charakteristikos $\varphi_{u\ (e,\ s)}\,(\omega)$ kreivė (2.208 pav., d) taip pat atkartoja rezonansinio lygiagrečiojo *LC*– kontūro fazinę priklausomybe: $-\varphi_i\,(\omega)$ (1.27 pav.), tačiau rezonanse ω_o rašome -180^o arba $-\pi$ rad, nes BE ir BI pakopų išėjimuose $U_{iš}$ signalas $\boldsymbol{U}_{iš}$ yra invertojamas: $\varphi_{\ iš} = \varphi_{\ in} - 180^o$. Čia pasakysime, kad rezonansinėse BE ir BI stiprinimo pakopose (2.208 pav., a ir b) tranzistoriaus T emiterio E – dvipolio tranzistoriaus atveju, bei ištakos S – lauko tranzistoriaus atveju, į atitinkamas grandines yra įjungtas neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorius R_3, kuris, be tranzistoriaus T veikos taško $\{I_{(K,\ D)\ o},\ U_{(KE,\ DS)\ o}\}$ temperatūrinės stabilizacijos funkcijos, atlieka papildomą funkciją – nustato kolektoriaus K – dvipolio tranzistoriaus atveju ir santakos D – lauko tranzistoriaus atveju pastoviosios srovės $I_{(K,\ D)}$ didžiausią vertę $I_{(K,\ D)\ max} \cong$ $\cong \mathcal{E}_{(KE,\ DS)}/R_3$, nes indukcinės ritės *L* varža R_L pastoviajai srovei yra santykinai labai maža – $R_L = (0{,}1–10)\ \Omega$.

Kai rezonansinės *LC*– stiprinimo pakopos (2.208 pav., a ir b) apkrovos – rezonansinio

LC– kontūro ritelė *L* transformatoriniu (2.207 pav., a – ritelė L_1) arba autotransformatoriniu (2.207 pav., c – ritelė L_1) būdu per induktyviojo ryšio ritelę L_2 yra sujungta su stiprinimo pakopos įėjimu U_{in}, turime grįžtamąjį ryšį tarp stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\text{iš}}$ ir įėjimo U_{in}, o tai leidžia sudaryti būtinas sąlygas generacijai gauti – turime *induktyviojo* (*transformatorinio*) *ryšio tranzistorinį LC– generatorių*. Akivaizdu, kad siekiant fazių bei amplitudžių balanso sąlygų (2.378), grįžtamojo ryšio grandinės fazinė charakteristika priklauso nuo panaudotos stiprinimo pakopos fazinės charakteristikos. Ši priklausomybė yra parodyta 2.209 pav. BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopų atvejais, kuriose, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungtas ir lauko tranzistorius, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistorius.



2.209 pav. Induktyviojo (transformatorinio) ryšio tranzistorinių *LC*– generatorių principinės elektroninės schemos, kuriose panaudotos *LC*– rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b)

Iš 2.209 pav. matome: BB schemos atveju grįžtamojo ryšio ritelė L_2 yra įjungta taip, kad joje indukcijos būdu atsirandanti įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{L 2}}$ savo faze $\varphi_{\text{UL 2}}$ sutaptų su išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ faze $\varphi_{\text{U iš}} = \varphi_{\text{UL 2}}$, o BE schemos atveju yra padaryta priešingai – įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{L 2}}$ fazė $\varphi_{\text{UL 2}}$ yra pasukta $-180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{U iš}}$ atžvilgiu: $\varphi_{\text{UL 2}} - \varphi_{\text{U iš}} = -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad. Tai yra parodoma atitinkamai pažymint, pavyzdžiui, tašku • atitinkamus ritelių $L_{(1;\,2)}$ išvadus, kuriuose yra vienodos signalų fazės. Amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant ritelių $L_{(1;\,2)}$ atitinkamų vijų $n_{(1;\,2)}$ skaičių vertes taip, kad būtų tenkinama sąlyga:

$$n_1 / n_2 \approx K_{\text{u (b, e)}}(\omega_{\text{o}}), \tag{2.693a}$$

čia: $K_{\text{u (b, e)}}(\omega_{\text{o}})$ – atitinkamai BB ir BE stiprinimo pakopos diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u b, e}}$ vertė rezonansinio dažnio ω_{o} aplinkoje.

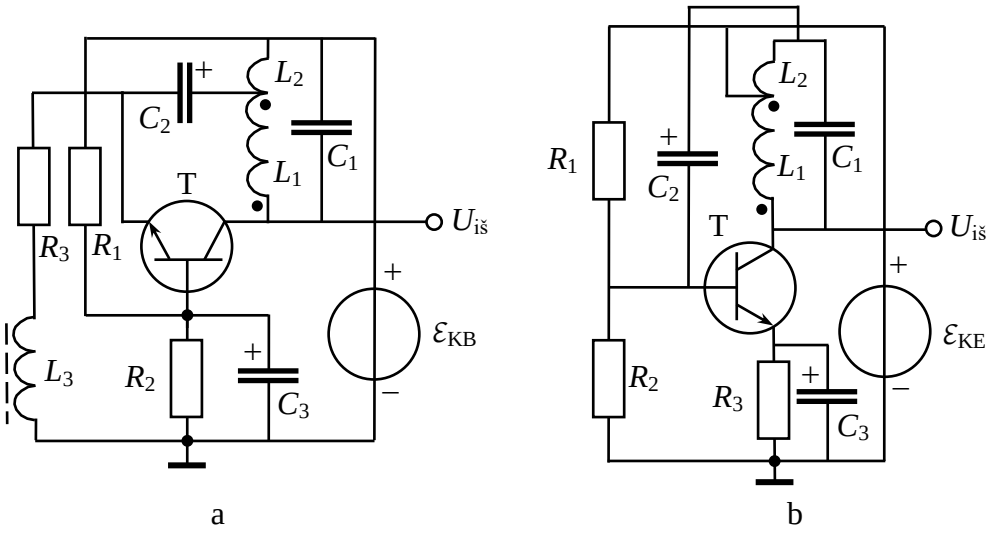
Nagrinėjamose *LC*– generatorių schemose (2.209 pav.) amplitudžių balanso sąlyga taip pat gali būti koreguojama mechaniškai – paderinama induktyviojo ryšio tarp ritelių $L_{(1;\,2)}$ koeficiento k_{12} (2.231) vertė, pavyzdžiui, parenkant atstumą d_{12} tarp ritelių $L_{(1;\,2)}$ arba keičiant magnetinio ryšio M (2.234) stiprumą tarp šių ritelių, atitinkamai mechaniškai tarp jų įterpiant feritinį strypelį. Tai 2.209 pav. yra parodyta brūkšnine linija. Čia pasakysime, kad *LC*– generatoriaus BE schemoje (2.209 pav., b) kondensatorius C_2 atlieka teigiamojo grįžtamojo ryšio ritelės L_2 „įžeminimą“ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dažniui $\omega_{\text{iš}}$, kurio vertė yra nusakoma Tomsono formule:

$$\omega_{\text{iš}} \cong \omega_{\text{o}} = (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}, \tag{2.693b}$$

ir todėl C_2 vertė turi būti pakankamai didelė – $C_2 \geq$ 1–5 μF ir daugiau, tai garantuoja pakankamai mažą šunto varžą $Z_{\text{C2}} = (\omega_{\text{iš}} \cdot C_2)^{-1} < 5\ \Omega$.

2.209 pav. parodytose *LC*– generatorių schemose rezistoriaus R_3 paskirtis yra ta pati, kaip ir schemoje 2.208 pav., a.

Analogiškai yra sudaromos ir *autotransformatorinio induktyviojo ryšio LC–generatorių schemos*, kurių variantai BB ir BE stiprinimo pakopų atvejais yra parodyti 2.210 pav.



a b

2.210 pav. Induktyviojo (autotransformatorinio) ryšio tranzistorinių *LC*– generatorių principinės elektroninės schemos, kuriose panaudotos *LC*– rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b)

LC– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungtas ir lauko tranzistorius, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistorius.

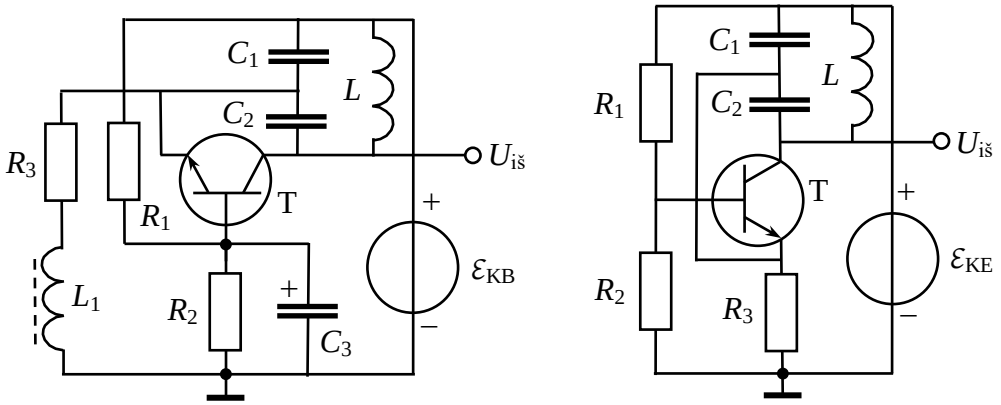
Iš 2.210 pav., b, matome: *LC*– generatoriuje BE schemos atveju maitinimo įtampos $\mathcal{E}_{KE}$ šaltinis yra prijungtas prie ritelių $L_{(1;\ 2)}$ bendrojo sujungimo mazgo – atšakos, nes tai leidžia gauti įtampos $\boldsymbol{U}_{L2}$ fazę $\varphi_{UL\,2}$, priešingą išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazei $\varphi_{iš} = \varphi_{UL\,2} - 180^{o}$. *LC*– generatoriuje BB schemos atveju (2.210 pav., a) tranzistoriaus T emiteris E per skiriamąjį kondensatorių C_2 yra tiesiogiai prijungtas prie ritelių $L_{(1;\ 2)}$ bendrojo sujungimo mazgo – atšakos, kurioje signalo $\boldsymbol{U}_{L2}$ fazė $\varphi_{UL\,2}$ sutampa su išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ faze $\varphi_{iš} = \varphi_{UL\ 2}$. Čia reikia pasakyti, kad *LC*– generatorių BB ir BE schemose skiriamųjų kondensatorių C_2 talpos turi būti pakankamai didelės, kad sudarytų pakankamai mažą šunto varžą $Z_C = (\omega_{iš} \cdot C_{(1;\ 2)})^{-1} < 5\ \Omega$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ dažniui $\omega_{iš}$, kurio vertė yra apskaičiuojama taip:

$$\omega_{iš} \cong [(L_1 + L_2)\cdot C_1]^{-1/2}. \qquad (2.693c)$$

Kita vertus, *LC*– generatoriuje BB schemos atveju (2.210 pav., a) tranzistoriaus T emiteris E per aukštojo dažnio droselį L_3 yra tiesiogiai prijungtas prie „žemės“, tai sudaro būtiną galvaninį ryšį, o droselio L_3 induktyvumas turi būti pakankamai didelis, kad sudarytų pakankamai didelę varžą $Z_{L\ 3} = \omega_{iš} \cdot L_3 >> r_{in\ b}$ (2.260) generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ dažniui $\omega_{iš}$ (2.693a). Čia pasakysime, kad 2.210 pav. parodytos *LC*– generatorių schemos, kuriose yra autotransformatorinis induktyvusis ryšys, literatūroje vadinamos *induktyviąja tritaške schema*. Joje trijų taškų (mazgų) sąvoka yra susijusi su autotransformatoriaus išvadais. Taip pat pasakysime, kad autotransformatorinis induktyvusis ryšys leidžia sumažinti sąlyginai mažos vertės įėjimo U_{in} varžos R_{in} įtaką *LC*– kontūro kokybei Q (2.81), tai svarbu BB schemos atveju (2.210 pav., a).

Akivaizdu, jog induktyvioji tritaškė schema (2.210 pav.) gali būti pakeista į jai tapačią *talpinę tritaškę schemą* ir tai yra parodyta 2.211 pav.

Akivaizdu, kad 2.211 pav. parodytose schemose taip pat, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungtas ir lauko tranzistorius, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistorius.



2.211 pav. Talpinio ryšio (talpinė tritaškė schema) tranzistorinių generatorių principinės elektroninės schemos, kuriose panaudotos *LC*– rezonansinės stiprinimo pakopos BB (a) ir BE (b)

Iš 2.211 pav. matome: grįžtamojo ryšio signalas yra gaunamas rezonansinio *LC*– kontūro kondensatoriuje $C = C_1 \cdot C_2 /(C_1 + C_2)$, kurio vertė yra talpinio įtampos daliklio $C_1 \| C_2$ atstojamoji vertė. Todėl šių schemų išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dažnis $\omega_{\text{iš}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\omega_{\text{iš}} \cong [L \cdot C_1 \cdot C_2 /(C_1 + C_2)]^{-1/2}. \qquad (2.693d)$$

Amplitudžių balanso sąlyga talpinėje tritaškėje schemoje, kurioje trijų taškų (mazgų) sąvoka yra susijusi su talpiniu įtampos dalikliu $C_1 \| C_2$, yra nustatoma parenkant kondensatorių $C_{(1;\,2)}$ talpų vertes taip, kad būtų tenkinama sąlyga:

$$(C_1 + C_2)/C_2 \approx K_{\text{u (b, e)}}(\omega_{\text{iš}}), \qquad (2.693e)$$

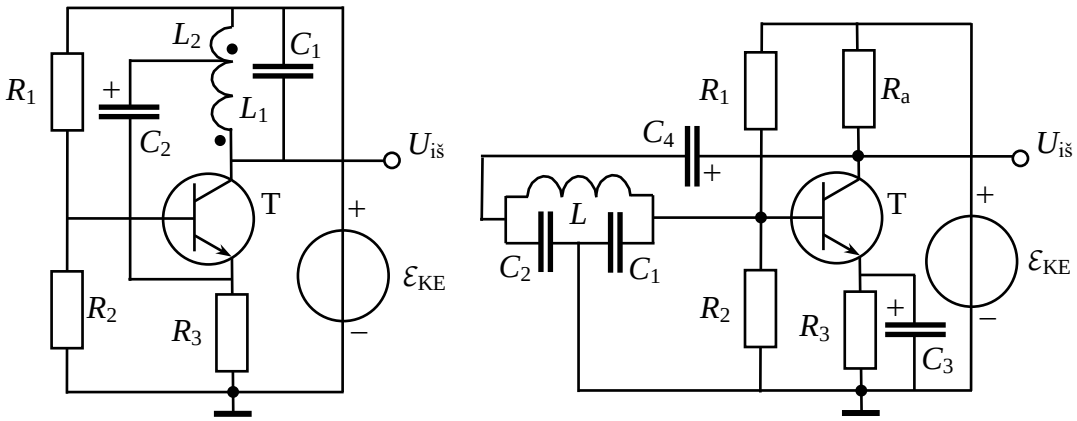
čia: $K_{\text{u (b, e)}}(\omega_{\text{iš}})$ – atitinkamai BB arba BE stiprinimo pakopos diferencialinio įtampos stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u (b, e)}}$ vertė rezonansinio dažnio $\omega_{\text{iš}}$ aplinkoje.

Sąlyga (2.693e) yra nesunkiai gaunama žinant, kad talpinis įtampos daliklis $C_1 \| C_2$ turi sumažinti grįžtamojo ryšio įtampą $\boldsymbol{U}_{\text{C 1}}$ tiek kartų, kiek įtampa yra stiprina BB arba BE stiprinimo pakopoje be grįžtamojo ryšio.

Čia pasakysime, kad 2.211 pav., b, parodytas būdas sudaryti teigiamąjį grįžtamąjį ryšį BE stiprinimo pakopoje, kai grįžtamojo ryšio įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{C1}}$ yra perduodama į emiterio E grandinę per rezistorių R_3, gali būti panaudotas ir 2.210 pav., b, parodytoje induktyviosios tritaškės schemos atveju taip, kaip tai yra parodyta 2.212 pav., a, kurioje taip pat, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti ir lauko tranzistorius, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistorius.

Iš 2.212 pav., a, matome: rezonansinis *LC*– kontūras yra įjungtas į sąlyginai mažesnės varžos emiterio E grandinę, tai lemia stipresnį *LC*– kontūro šuntavimą ir todėl sumažėja lygiagrečiojo *LC*– kontūro kokybė Q^* (2.84). Kai vietoj dvipolio tranzistoriaus naudojamas lauko tranzistoris, tokia problema nekyla.

Antrasis nduktyviojo (transformatorinio, autotransformatorinio) ryšio *LC*– generatorių sudarymo principas (2.207 pav., b ir d), kai rezonansinis *LC*– kontūras yra įjungtas stiprinimo pakopos įėjime U_{in}, naudojamas rečiau, nes BE, ypač BB stiprinimo pakopos, įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in}} < R_{\text{iš}}$ – atitinkamos stiprinimo pakopos išėjimo $U_{\text{iš}}$ varža ((2.258)–(2.276)), ir tai lemia stipresnį *LC*– kontūro šuntavimą. Todėl taip pat sumažėja lygiagrečiojo *LC*– kontūro kokybė Q^* (2.84). *LC*– generatoriaus BE schemos atveju įėjimo U_{in} varžos $R_{\text{in e}}$ ir $r_{\text{in e}}$ ((2.262), (2.263)) yra sąlyginai didelės – keli ir daugiau kΩ, todėl šios schemos įėjime U_{in} įjungto rezonansinio *LC*– kontūro kokybė Q^* išlieka santykinai didelė. Talpinė tritaškė tranzistorinio *LC*– generatoriaus principinė elektroninė schema su rezonansiniu *LC*– kontūru BE stiprinimo pakopos įėjime U_{in} yra parodyta 2.212 pav., b. Joje grįžtamojo ryšio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{C1}}$ fazė $\varphi_{\text{UC 1}}$

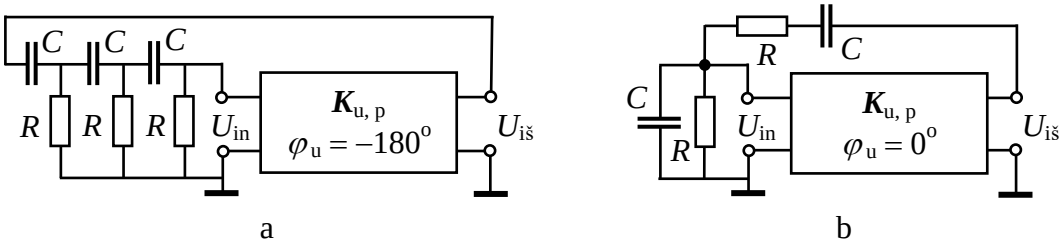


a b

2.212 pav. Induktyvioji tritaškė tranzistorinio *LC*– generatoriaus principinė elektroninė schema (a), kurioje panaudota *LC*– rezonansinė BE stiprinimo pakopa, kurioje teigiamasis grįžtamasis ryšys yra sudarytas perduodant grįžtamojo ryšio įtampą $\boldsymbol{U}_{L2}$ į tranzistoriaus T emiterio E grandinę per rezistorių R_3 (a) ir talpinė tritaškė tranzistorinio *LC*– generatoriaus principinė elektroninė schema (b), kurioje panaudotas *LC*– rezonansinis kontūras BE stiprinimo pakopos įėjime – bazėje B

yra priešinga įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazei $\varphi_{iš} = \varphi_{UC\,1} - 180^o$ išėjime $U_{iš}$.

Talpinio ryšio su *RC*– grandinėmis generatorių, vadinamųjų *RC*– *generatorių* sudarymo principai parodyti 2.213 pav.



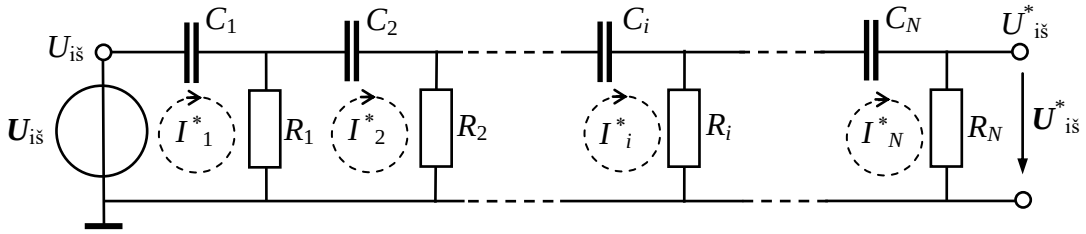
a b

2.213 pav. Talpinio ryšio su *RC*– grandinėmis, vadinamųjų *RC*– generatorių principinės elektroninės schemos: a – su diferencijuojamosiomis *RC*– grandinėmis, b – su Vyno tilteliu, sudarytu iš *RC*– grandinių

Iš 2.213 pav. matome: fazių balanso sąlyga (2.378) yra realizuojama skirtingomis *RC*– grandinėmis – tai priklauso nuo stiprinimo pakopos fazinės charakteristikos $\varphi_{u\,iš}(\omega)$, o būtent, kai turime invertuojančią stiprinimo pakopą (pavyzdžiui, BE schemą), kurios išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{u\,iš}(\omega) \le \varphi_{u\,in}(\omega) - 180^o \equiv \varphi_{u\,in}(\omega) - \pi$ rad, čia $\varphi_{u\,in}(\omega)$ – signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ įėjime U_{in} fazė, tai tokiu atveju dažniausiai yra taikoma diferencijuojamųju *RC*– grandinių (2.7 pav., a) seka, sudaryta iš trijų ir daugiau nuosekliai sujungtų vienodų diferencijuojamųju *RC*– grandinių (2.213 pav., a), kuriomis grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės įėjime U_{in} įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazė $\varphi_{u\,in}(\omega_{iš})$ generuojamajam dažniui $\omega_{iš}$ yra pasukama $-180^o \equiv -\pi$ rad įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{u\,iš}(\omega_{iš})$ išėjime $U_{iš}$ atžvilgiu. Todėl BE schemos įėjime U_{in} turime $\varphi^*_{u\,iš}(\omega_{iš}) = \varphi_{u\,in}(\omega_{iš})$, čia $\varphi^*_{u\,iš}(\omega_{iš})$ – grįžtamojo ryšio *RC*– grandine perduoto signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė schemos įėjime U_{in}. Kitu atveju, kai turime neinvertuojančią stiprinimo pakopą (pavyzdžiui, BB schemą), kurios išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{u\,iš}(\omega) - \varphi_{u\,in}(\omega) \le 0^o$, dažniausiai yra naudojama Vyno tiltelio *RC*– grandinė (2.35 pav.), kurioje kondensatoriai $C_1 = C_2 = C$ ir rezistoriai $R_1 = R_2 = R$ (2.213 pav., b). Šiuo atveju grįžtamojo ryšio *RC*– grandine įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{u\,iš}(\omega_{iš})$ išėjime $U_{iš}$ generuojamajam dažniui $\omega_{iš}$ perdavimo metu nėra pasukama įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ fazės $\varphi_{in\,u}(\omega_{iš}) \equiv \varphi_{u\,iš}(\omega_{iš})$ įėjime U_{in} atžvilgiu. Taigi matome,

kad realizuojant teigiamąjį grįžtamąjį ryšį sistemoje, sudarytoje iš stiprintuvo ir grįžtamojo ryšio grandinės, yras būtina sudaryti sąlygas, kurioms esant signalų $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ fazės, atitinkamai stiprintuvo išėjime $U_{\text{iš}}$ ir įėjime U_{in}, būtų vienodos generuojamam dažniui $\omega_{\text{iš}}$. Čia pasakysime, kad grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė gali būti padaryta ir su integruojamosiomis *RC*– grandinėmis, tačiau šiuo atveju turime nepageidaujamą galvaninį ryšį ir todėl jos nėra naudojamos.

Grįžtamojo ryšio RC– grandinės, sudarytos iš nuosekliai sujungtų vienodų arba, bendru atveju, iš skirtingų diferencijuojamųjų $R_i\,C_i$ – grandinių (2.213 pav., a), grįžtamojo ryšio įtampos $\boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}$ fazę $\varphi^*_{\text{u iš}}$ šios grandinės išėjime $U^*_{\text{iš}}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ fazės $\varphi_{\text{u iš}}$ atžvilgiu šios grandinės įėjime $U_{\text{iš}}$, čia $U_{\text{iš}}$ kartu yra ir stiprintuvo išėjimas, ir šios grandinės diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u RC}} = \boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}/\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išraiškas surasime pasitelkę kontūrinių srovių metodą (1.1.3 poskyris). Todėl 2.213 pav., a, parodytą grįžtamojo ryšio *RC*– grandinę pavaizduosime ekvivalentine schema, kuri yra parodyta 2.214 pav., čia taip pat yra parodytos tariamos kontūrinės srovės $\boldsymbol{I}^*_i$, kurių indeksas $i = 1, 2, \ldots, N$.



2.214 pav. Grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė, sudaryta iš nuosekliai sujungtų N diferencijuojamųjų $R_i\,C_i$ – grandinių

2.114 pav. parodytai *RC*– grandinei, kontūrinių srovių metodu taikydami antrąją Kirchhofo taisyklę N kontūrams $\boldsymbol{I}^*_i$, parašome N nepriklausomų tiesinių lygčių sistemą:

$$\left.\begin{aligned}
&\boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_{\text{C1}} + \boldsymbol{I}^*_1\cdot R_1 - \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_1 = \boldsymbol{U}_{\text{iš}},\\
&-\boldsymbol{I}^*_1\cdot R_1 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_1 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_{\text{C2}} + \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_2 - \boldsymbol{I}^*_3\cdot R_2 = 0,\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&-\boldsymbol{I}^*_i\cdot R_i + \boldsymbol{I}^*_{(i+1)}\cdot R_i + \boldsymbol{I}^*_{(i+1)}\cdot\boldsymbol{Z}_{\text{C}\,(i+1)} + \boldsymbol{I}^*_{(i+1)}\cdot R_{(i+1)} -\\
&-\boldsymbol{I}^*_{(i+2)}\cdot R_{(i+1)} = \boldsymbol{U}_i,\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&-\boldsymbol{I}^*_{(N-1)}\cdot R_{(N-1)} + \boldsymbol{I}^*_N\cdot R_{(N-1)} + \boldsymbol{I}^*_N\cdot\boldsymbol{Z}_{\text{CN}} + \boldsymbol{I}^*_N\cdot R_N = 0,
\end{aligned}\right\} \quad (2.694)$$

ir taip pat akivaizdžią tapatybę:

$$\boldsymbol{I}^*_N\cdot R_N = -\boldsymbol{U}^*_{\text{iš}}. \quad (2.695)$$

Bendriausiu atveju tiesinių lygčių sistema (2.694) yra užrašoma kanoniniu pavidalu (2.109). Jos kontūrinių tariamų srovių sprendiniai $\boldsymbol{I}^*_i$ yra:

$$\boldsymbol{I}^*_i = \sum_{i=1}^{N} (-1)^{(i+k)}\cdot M_{i\,k}\cdot\boldsymbol{U}_i/\Delta\boldsymbol{Z}, \quad (2.696)$$

čia: $\Delta\boldsymbol{Z}$ – lygčių sistemos (2.694) $\Rightarrow$ (2.109) determinantas:

$$\Delta\boldsymbol{Z} = \begin{vmatrix}
\boldsymbol{Z}_{11}\,\boldsymbol{Z}_{12}\cdots\boldsymbol{Z}_{1M}\\
\boldsymbol{Z}_{21}\,\boldsymbol{Z}_{22}\cdots\boldsymbol{Z}_{2M}\\
\ldots\ldots\ldots\ldots\\
\boldsymbol{Z}_{N1}\,\boldsymbol{Z}_{N2}\cdots\boldsymbol{Z}_{NM}
\end{vmatrix}; \quad (2.697)$$

$M_{i\,k}$ – minoras, kuris yra gaunamas iš determinanto $\Delta\boldsymbol{Z}$, jame išbraukiant eilutę i ir stulpelį k, kurių sankirtoje yra elementas $\boldsymbol{Z}_{i\,k}$, ir čia indeksas $i = 1, 2, \ldots, N$ – lygčių sistemos eilučių skaičius, o indeksas $k = 1, 2, \ldots, M$ – lygčių sistemos eilutės narių skaičius, atitinkantis stulpelių skaičių;

$\boldsymbol{U}_i$ – poveikio šaltinio įtampa tariamos srovės $\boldsymbol{I}^*_i$ kontūre I^*_i.

2.214 pav. parodytos grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės atskiro R_i C_i – elemento – diferencijuojamosios *RC*– grandinės perduodamos įtampos $\boldsymbol{U}_i$ fazės $\varphi_{\mathrm{u}\,i}$ didžiausia vertė $\varphi_{\mathrm{u}\,i\,\max} = 90^{\mathrm{o}} \equiv \pi/2$ rad, kai $\omega \Rightarrow 0$ (2.44). Todėl, norint pasukti signalo $\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}}$ fazę $\varphi^*_{\mathrm{u\,iš}}$ kampu $180^{\mathrm{o}} \equiv \pi$ rad įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ atžvilgiu (2.214 pav.), yra būtina nuosekliai sujungti ne mažiau kaip tris ($N \geq 3$) diferencijuojamąsias R_i C_i – grandines. Taigi, šiuo atveju lygčių sistemoje (2.694) turime $N = 3$, ir iš čia, esant vienodoms diferencijuojamosims R_i C_i – grandinėms ($R_i = R$, $C_i = C$), galima parašyti:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{I}^*_1\cdot\boldsymbol{Z}_{\mathrm{C1}} + \boldsymbol{I}^*_1\cdot R_1 - \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_1 &= \boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}, \\ -\boldsymbol{I}^*_1\cdot R_1 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_1 + \boldsymbol{I}^*_2\cdot\boldsymbol{Z}_{\mathrm{C2}} + \boldsymbol{I}^*_2\cdot R_2 - \boldsymbol{I}^*_3\cdot R_2 &= 0, \\ -\boldsymbol{I}^*_2\cdot R_2 + \boldsymbol{I}^*_3\cdot R_2 + \boldsymbol{I}^*_3\cdot\boldsymbol{Z}_{\mathrm{C3}} + \boldsymbol{I}^*_3\cdot R_3 &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (2.698)$$

Iš (2.698) randame tariamos kontūrinės srovės $\boldsymbol{I}^*_3$ išraišką:

$$\boldsymbol{I}^*_3 = (\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}/R)\cdot\{[1 - 5\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-2}] + \mathrm{j}\cdot[(\omega\cdot R\cdot C)^{-3} - 6\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-1}]\}^{-1}. \quad (2.699)$$

Iš (2.699) ir (2.695) gauname sudėtinės *RC*– grandinės (2.114 pav.), kai $N = 3$, grįžtamojo ryšio įtampos $\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}} = -\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}\cdot\{[1 - 5\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-2}] + \mathrm{j}\cdot[(\omega\cdot R\cdot C)^{-3} - 6\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-1}]\}^{-1}. \quad (2.700)$$

Iš gautos išraiškos (2.700) matome, kad įtampos $\boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}}$ fazė $\varphi^*_{\mathrm{u\,iš}} = 180^{\mathrm{o}} \equiv \pi$ rad poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ atžvilgiu bus tik tuo atveju, kai išraiškos (2.700) menamoji dalis yra lygi nuliui. Iš čia gauname lygtį generuojamajam dažniui $\omega_{\mathrm{iš}}$ surasti:

$$(\omega_{\mathrm{iš}}\cdot R\cdot C)^{-3} - 6\cdot(\omega_{\mathrm{iš}}\cdot R\cdot C)^{-1} = 0, \;\Rightarrow\; \omega_{\mathrm{iš}}\cdot = 1/[\sqrt{6}\cdot(R\cdot C)]. \quad (2.701)$$

Iš (2.700) gauname grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės (2.214 pav.), kai $N = 3$, įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ perdavimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = \boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ išraišką:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = -\{[1 - 5\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-2}] + \mathrm{j}\cdot[(\omega\cdot R\cdot C)^{-3} - 6\cdot(\omega\cdot R\cdot C)^{-1}]\}^{-1}, \quad (2.702)$$

ir iš čia šio koeficiento modulio $|\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}|$ vertę $K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}(\omega_{\mathrm{iš}})$ generuojamajam dažniui $\omega_{\mathrm{iš}}$:

$$K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}(\omega_{\mathrm{iš}}) = [(\mathrm{Re}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}})^2 + (\mathrm{Im}\,\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}})^2]^{1/2} = 1/29. \quad (2.703)$$

Gauta $K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}(\omega_{\mathrm{iš}})$ vertė 1/29 rodo, kad 2.213 pav., a, parodyto talpinio ryšio su *RC*– grandinėmis R_i C_i – generatoriaus tranzistorinė stiprinimo pakopa T turi pasižymėti pakankamai didele kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ diferencialinio stiprinimo koeficiento verte $K_{\mathrm{u}} \geq$ $\geq 1/K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}(\omega_{\mathrm{iš}}) = 29$. Ši būtina stiprinimo vertė gali būti sumažinta, panaudojus daugiau diferencijuojamųjų R_i C_i – grandinių, pavyzdžiui, $N \geq 4$. Atlikę skaičiavimus, kai $N = 4$, gauname $K_{\mathrm{u}} \cong 18$ ir $\omega_{\mathrm{iš}}\cdot = = [\sqrt{(10/7)}\cdot R\cdot C]^{-1}$, ir t. t. Yra galimas ir kitas būdas, leidžiantis gerokai sumažinti koeficiento K_{u} vertę, kai $N = 3$. Čia būtina užtikrinti atskiros diferencijuojamosios *RC*– grandinės $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,RC}}$ vertės pastovumą ir vienodumą nuosekliai jungiant *RC*– grandines. Taigi, esant šiai sąlygai, iš (2.39), (2.40), (2.44), (2.44), (2.48) ir (2.49), taip pat iš (2.475) kyla trijų ($N = 3$) nuosekliai sujungtų ir išlaikančių vienodus diferencijuojamųjų *RC*– grandinių diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,RC}} = \mathrm{const}$ vertes bendroji $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = \boldsymbol{U}^*_{\mathrm{iš}}/\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš}}$ išraiška:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,RC}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,RC}}\cdot\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,RC}} = \{1/[1 + (\omega\cdot\tau_{\mathrm{RC}})^{-2}]^{1/2}\}^3\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 3\cdot\varphi_{\mathrm{uRC}}} \equiv K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\varphi_{\mathrm{u\,(3\times RC)}}}. \quad (2.703a)$$

Iš čia gauname $\tau_{\mathrm{RC}} = R\cdot C$ vertės sąsają su generuojamo dažnio $\omega_{\mathrm{iš}}$ verte:

$$\varphi_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = 3\cdot\varphi_{\mathrm{u\,RC}}, = 3\cdot\mathrm{arctg}\,[1/(\omega_{\mathrm{iš}}\cdot\tau_{\mathrm{RC}})] = \pi, \quad \Rightarrow \mathrm{tg}\,(\pi/3) = 1/(\omega_{\mathrm{iš}}\cdot\tau_{\mathrm{RC}}),$$

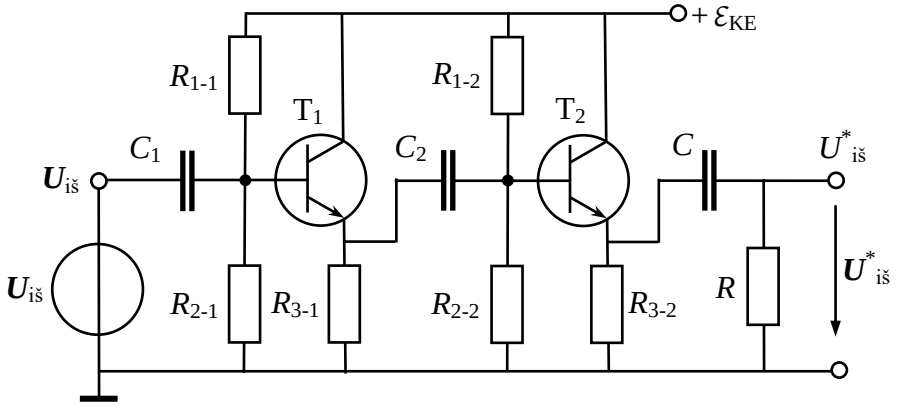
iš čia išreiškiame $\omega_{\mathrm{iš}}$ vertę:

$$\omega_{\mathrm{iš}} = 1/[\mathrm{tg}\,(\pi/3)\cdot\tau_{\mathrm{RC}}] \cong 0{,}58/\tau_{\mathrm{RC}}. \quad (2.704)$$

Iš (2.703a) gauname amplitudžių balanso sąlygą (2.378) tenkinančią stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento K_{u} vertę:

$$K_{\mathrm{u}} \geq 1/K_{\mathrm{u\,(3\times RC)}} = [1 + (\omega_{\mathrm{iš}}\cdot\tau_{\mathrm{RC}})^{-2}]^{3/2} \cong (1 + 1/0{,}577^{\,2})^{3/2} \cong 8. \quad (2.705)$$

Gauta $K_u = 8$ vertė gali būti realizuota grįžtamojo ryšio *RC*– grandinėje, sudarytoje iš nuosekliai sujungtų trijų ($N = 3$) vienodų diferencijuojamųjų $R_i\ C_i$ – grandinių, kurios tarpusavyje yra atskirtos dviem EK pakopomis taip, kaip tai parodyta 2.215 pav.



2.215 pav. Grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė, sudaryta iš nuosekliai sujungtų trijų vienodų diferencijuojamųjų $R_i\ C_i$ – grandinių, tarp kurių yra įterptos dvi vienodos EK pakopos $T_{1,\,2}$

Akivaizdu, kad 2.215 pav. parodytoje schemoje, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungti lauko tranzistoriai $T_{(1;\ 2)}$, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistoriai.

Reikia pasakyti, kad 2.215 pav. parodytoje *RC*– grandinės schemoje, tinkamos įjungti *RC*– generatoriaus teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinėje, vietoj dvipolių tranzistorių $T_{(1;\ 2)}$ taikant lauko tranzistoriaus $T_{(1;\ 2)}$, šių lauko tranzistorių užtūrų $G_{(1;\ 2)}$ talpos $C_{GS\ (1;\ 2)}$ gali atlikti diferencijuojamųjų $R_i\ C_i$ – grandinių talpų C_i vaidmenį, ir todėl tokiu atveju nebereikia papildomų skiriamųjų kondensatorių $C_{(1;\ 2)}$ – grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė tampa paprastesne ir kartu tinkama integrinių schemų lustuose.

2.215 pav. parodytoje grįžtamojo ryšio *RC*– grandinėje tranzistorių $T_{(1;\ 2)}$ veikos tašką $\{I_{E\ o},\ U_{BE\ o}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių varžų $R_{(1\text{-},\ 2\text{-})}$ vertės yra parenkamos iš sąlygos:

$$R_{1\text{-}} \cdot R_{2\text{-}} / (R_{1\text{-}} + R_{2\text{-}}) \cong R, \tag{2.706}$$

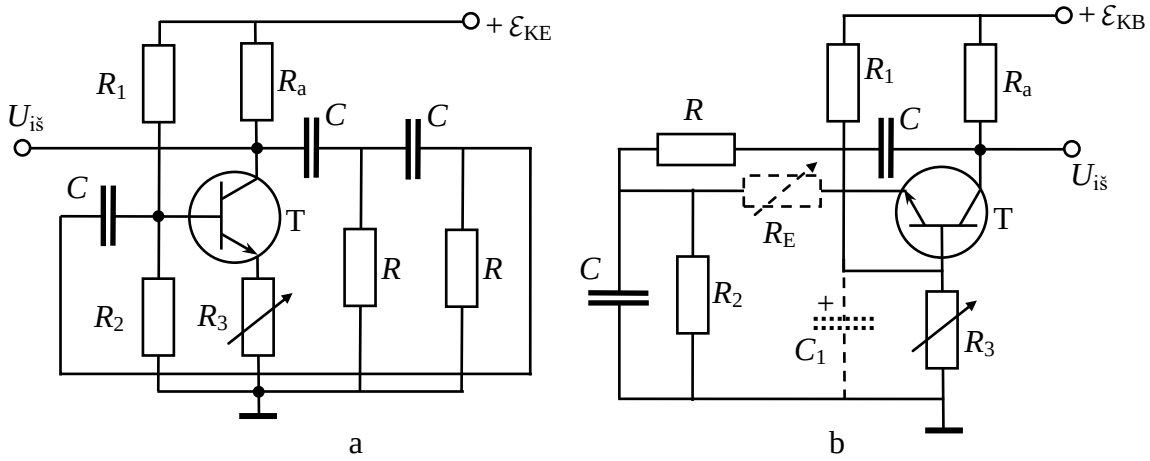
čia rezistorių $R_{3\text{-}}$ ir R vertės turi tenkinti sąlygą $R_{3\text{-}} << R$, kai $R \geq (5\text{–}8) \cdot R_{3\text{-}}$, o skiriamųjų kondensatorių $C_{(1;\ 2)}$ vertės turi tenkinti sąlygą $C_1 = C_2 = C$.

Čia reikia pasakyti, kad 2.215 pav. parodyta grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė turi esminį pranašumą puslaidininkinėje integrinėje elektronikoje, nes EK pakopos užimamas plotas puslaidininkinio kristalo paviršiuje yra daug mažesnis už *RC*– grandinės užimamą plotą. Ypač tai pasireiškia panaudojus lauko tranzistorius, kurių užtūrų G_i talpos $C_{GS\ i}$ atlieka $R_i\ C_i$ – grandinių talpų C_i vaidmenį. Taip pat reikia neužmiršti, kad išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ amplitudė $U^*_{o\ iš} = K_{u\ k\ 1} \cdot K_{u\ k\ 2}\ U_{o\ in} < U_{o\ in}$ – įėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ amplitudė, čia $K_{u\ k\ (1;\ 2)} < 1$ – EK pakopų $T_{(1;\ 2)}$ įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$ perdavimo koeficientai.

Grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės, sudarytos iš Vyno tiltelio *RC*– grandinių (2.35 pav.) kurių vienodos kondensatorių $C_{(1;\ 2)} = C$ talpų ir rezistorių $R_{(1;\ 2)} = R$ varžų vertės (2.213 pav., b), grįžtamojo ryšio įtampos $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ fazės $\varphi^*_{u\ iš}$ poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{u\ iš}$ atžvilgiu ir šios *RC*– grandinės diferencialinio įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{u\ RC} = \boldsymbol{K}_{u\ Vn} = \boldsymbol{U}^*_{iš} / \boldsymbol{U}_{iš}$ (čia $\boldsymbol{U}^*_{iš}$ – reakcija, o $\boldsymbol{U}_{iš}$ – poveikis) išraiškos jau buvo gautos anksčiau atitinkamai (2.126) ir (2.127), iš kurių, rezonanso atveju, kai $\omega = \omega_{o\ Vn} = 1/\tau_{RC} = 1/(R \cdot C)$, gavome $\boldsymbol{K}_{u\ Vn}$ modulio $K_{u\ Vn}(\omega)$ ir fazės $\varphi_{u\ Vn}(\omega)$ atitinkamas vertes: $K_{u\ Vn\ max}(\omega_{o\ Vn}) = 1/3 \cong 0{,}33$ ir $\varphi_{u\ Vn}(\omega_{o\ Vn}) = 0$ (2.36 pav. ir 2.37 pav.). Taigi, šiuo atveju *RC*– generatoriaus su Vyno tilteliu (2.213 pav., b) amplitudžių balanso sąlygą (2.378) tenkinanti neinvertuojančios stiprinimo pakopos įtampos stiprinimo koeficiento K_u vertė yra:

$$K_u \geq 1/(1/3) = 3. \tag{2.707}$$

Vienpakopių RC– generatorių principinės elektroninės schemos su dvipoliu tranzistoriumi T yra parodytos 2.216 pav.



2.216 pav. Vienpakopių *RC*– generatorių principinės elektroninės schemos su dvipoliu tranzistoriumi T: a – su teigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandine, sudaryta iš nuosekliai sujungtų vienodų diferencijuojamųjų *RC*– grandinių; b – su teigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandine – Vyno tilteliu

Akivaizdu, kad 2.216 pav. parodytoje schemoje vietoj dvipolio tranzistoriaus T taip pat gali būti įjungtas lauko tranzistorius, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p–kanalo MDP (MOP) tranzistorius.

Iš 2.216 pav., a, matome: vienpakopis *RC*– generatorius su nuosekliai sujungtomis diferencijuojamosiomis $R_i\ C_i$ – grandinėmis yra padarytas panaudojant invertuojančią BE stiprinimo pakopą, o iš 2.216 pav., b, matome: vienpakopis *RC*– generatorius su Vyno tilteliu yra padarytas panaudojant neinvertuojančią BB stiprinimo pakopą. Abiejose *RC*– generatorių schemose amplitudžių balanso sąlygą (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_3 vertę. Kita vertus, abiejose schemose $R_i\,C_i$ – grandinių vienodumas yra pasiekiamas sudarant atitinkamas sąlygas stiprinimo pakopos įėjime U_{in}:

$$2.216 \text{ pav., a} \Rightarrow \{[R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)] \cdot R_{\text{in e}}\}/\{[R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)] + R_{\text{in e}}\} \cong R, \quad (2.708)$$

$$2.216 \text{ pav., b} \Rightarrow R_{\text{in b}} \cdot R_2/(R_{\text{in b}} + R_2) \cong R. \quad (2.709)$$

Esminis 2.216 pav., b, parodytos *RC*– generatoriaus schemos trūkumas yra santykinai maža BB stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in b}} < 100\ \Omega$. Todėl yra sunku realizuoti santykinai mažą generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dažnį $\omega_{\text{iš}} < 2 \cdot \pi \cdot 1$ kHz. Šią problemą galima iš dalies išspręsti į įėjimo U_{in} – emiterio E grandinę nuosekliai įjungus papildomą rezistorių R_{E}, kartu šuntuojant rezistorių R_3 papildomu kondensatoriumi C_1. 2.216 pav., b, tai yra parodyta brūkšninėmis linijomis, nes šiuo atveju amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus – potenciometro R_{E} vertę. Kai $R_{\text{E}} >> R$, Vyno tiltelio *RC*– grandinių vienodumas yra pasiekiamas sudarant sąlygą $R_2 = R$. Čia pasakysime, kad esminį 2.216 pav., b, parodytos *RC*– generatoriaus schemos trūkumą galima pašalinti, panaudojus lauko tranzistorių, nes jo įėjimo – ištakos-užtūros varža $R_{\text{SG g}} > R_{\text{EB b}}$ (pirmoji d.– 1.87 pav., a, (1.125)). Taip pat pasakysime, kad *RC*– generatoriai turi esminį pranašumą generuojamo dažnio $\omega_{\text{iš}}$ (2.701) pokyčio $\Delta\omega_{\text{iš}} = \omega_{\text{iš max}} - \omega_{\text{iš min}}$ verte, palyginti su *LC*– generatoriais generuojamo dažnio $\omega_{\text{iš}}$ (2.693b) pokyčio $\Delta\omega_{\text{iš}}$ verte, esant tam pačiam talpos *C* pokyčiui $\Delta C = C_{\max} - C_{\min}$, nes *RC*– generatoriaus $\Delta\omega_{\text{iš}}$ yra dvigubai didesnis.

Galvaninio (*rezistorinio*) ryšio generatoriai (*R– generatoriai*) neturi rezonansinių grįžtamojo ryšio grandinių, nes rezistorinio ryšio grandinės elektrinės savybės nepriklauso nuo dažnio ω labai plačiame dažnių diapazone $\Delta\omega$, teoriškai $\Delta\omega \Rightarrow \infty$. Ši priklausomybė atsiranda tik esant labai aukštiems dažniams $\omega \geq 2 \cdot \pi \cdot 100$ MHz, kai prasideda rezistorių *R*

parazitinių *LC*– parametrų įtaka. Todėl galvaninio ryšio generatoriai generuoja plataus spektro elektrinius signalus – impulsinius signalus, pavyzdžiui, meandro pavidalo (2.10 pav., a). Šio tipo *R*– generatoriai yra sudaromi su dviem ir daugiau tranzistorių, pavyzdžiui, trigeriai, impulsiniai (relaksaciniai) generatoriai su operaciniu stiprintuvu (tai parodysime generatorių skyriuje su OS (μ)), ir t. t., kurių schemos ir jų elektrinės savybės įprastai yra nagrinėjamos vadinamosios impulsinės elektronikos skyriuose.

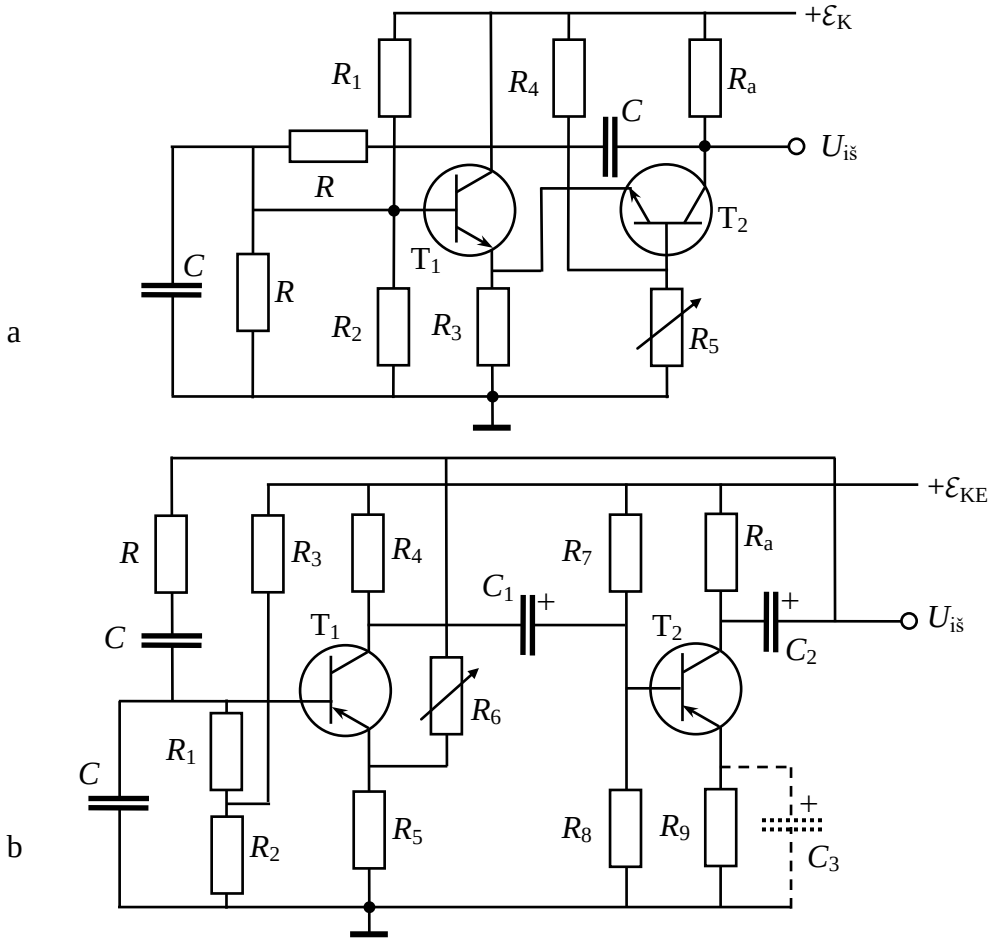
2.2.2. Harmoninių signalų generatoriai su dviem ir daugiau tranzistorių (dvipoliais ir vienpoliais)

Generatoriuose su vienu tranzistoriumi dažnai iškyla nemažai konstrukcinių problemų, kurios susijusios su stiprinimo pakopos elektrinėmis charakteristikomis, pavyzdžiui, jau parodėme, kad BB schemos atveju esminė problema yra santykinai maža įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in b}} < 100\ \Omega$, kurią galima padidinti panaudojus BI pakopą su lauko tranzistoriumi. Tačiau šiuo atveju atsiranda kita problema dėl santykinai mažo šios pakopos kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimo diferencialinio koeficiento $K_{\text{u g}} \leq 10–15$, palyginti su BB pakopos $K_{\text{u b}} \leq 100$. Čia pasakysime, kad esminis *RC*– generatorių pranašumas, palyginti su *LC*– generatoriais, yra galimybė generuoti santykinai žemo dažnio $\omega_{\text{iš}} < 2\cdot\pi\cdot 1$ kHz signalus, kai *RC*– generatoriaus gabaritai išlieka santykinai maži, o *LC*– generatoriaus atveju būtina turėti santykinai didelio induktyvumo *L* ritę, todėl labai padidėja ritės ir kartu *LC*– generatoriaus gabaritai. Kita vienpakopių generatorių problema yra santykinai mažą $\boldsymbol{K}_{\text{u}}$ modulio K_{u} (ω) vertė, kuri priklauso nuo apkrovos varžos R_{a} ir dažniausiai siekia 10–20, kai tranzistorius dvipolis, ir nesiekia 10, kai turime lauko tranzistorių, o, pavyzdžiui, 2.213 pav., a, parodyto *RC*– generatoriaus stiprinimo pakopa turi pasižymėti pakankamai didele K_{u} verte – 29 ir daugiau.

Taigi, 2.216 pav., b, parodytos schemos trūkumą – BB pakopos santykinai mažą įėjimo U_{in} varžą $R_{\text{in b}}$, galima pašalinti ir kitu būdu – papildomai įjungus EK pakopą taip, kaip tai parodyta 2.217 pav., a.

2.217 pav., b, taip pat yra parodytas kitas galimas *dvejų pakopų RC– generatoriaus* principinės elektroninės schemos variantas su Vyno tilteliu.

Iš 2.217 pav., matome: abiejose schemose teigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės – Vyno tiltelio šuntavimas yra panaikinamas papildomai įjungus EK pakopą su santykinai didele įėjimo U_{in} varža $R_{\text{in k}} \geq 100$ kΩ (2.217 pav., a), arba dviejų BE pakopų atveju (2.217 pav., b) pirmosios BE pakopos tranzistoriaus T_1 veikos tašką $\{I_{\text{K 1 o}}, U_{\text{KE 1 o}}\}$ nustatantis rezistorinis įtampos daliklis $R_2 \| R_3$ yra padarytas su nuosekliai tranzistoriaus T_1 bazei B_1 įjungtu papildomu rezistoriumi R_1. Todėl BE pakopos T_1 įėjimo U_{in} varža $R^*_{\text{in e}} = R_{\text{in e}} + R_1$ taip pat padidėja. Šiuo atveju Vyno tiltelio *RC*– grandinių vienodumas yra pasiekiamas tenkinant sąlygą $R_1 + R_2 = R$, čia įėjimo U_{in} varžą $R^*_{\text{in e}}$ papildomai didinanti sąlyga yra $R_1 > R_2$. Kita vertus, 2.217 pav., b, parodytoje schemoje amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_6 vertę, nes šis nustatymo būdas nedaro įtakos BE stiprinimo pakopos tranzistoriaus T_1 veikos taško $\{I_{\text{K 1 o}}, U_{\text{KE 1 o}}\}$ padėčiai apkrovos R_4 tiesėje, pavyzdžiui, jos vidurio taške c. Ši įtaka nėra panaikinta 2.216 pav., a, parodytoje schemoje, kurioje, reguliuojant neigiamąjį grįžtamąjį ryšį – keičiant R_3 vertę, yra būtina atkurti tranzistoriaus T_1 veikos taško $\{I_{\text{K 1 o}}, U_{\text{KE 1 o}}\}$ padėtį apkrovos R_{a} tiesėje, pavyzdžiui, jos vidurio taške c. Tai yra pasiekiama parenkant rezistorinio įtampos daliklio $R_1 \| R_2$ rezistorių $R_{(1;\,2)}$ vertes. Šį trūkumą turi ir 2.216 pav., b, bei 2.217 pav., a, parodytos *RC*– generatorių schemos. Čia pasakysime, kad 2.217 pav., b, parodytoje schemoje, kai apkrovos R_{a} varža yra santykinai maža – $R_{\text{a}} < 1$ kΩ, antrosios BE stiprinimo pakopos T_2 koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u e 2}}$ modulis $K_{\text{u e 2}}$ (ω) yra padidinamas iki reikiamos vertės šuntuojant rezistorių R_9 kondensatoriumi C_3, tai yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Čia taip pat pasakysime, kad 2.217 pav., b, parodytoje schemoje, analogiškai kaskadinių stiprintuvų atvejui, pirmosios BE stiprinimo pakopos T_1 diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas



2.217 pav. Dvejų pakopų *RC*– generatorių principinės elektroninės schemos su dvipoliais tranzistoriais $T_{(1;\,2)}$, kuriuose teigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandinė yra Vyno tiltelis: a – EK-BB pakopos; b – BE-BE pakopos

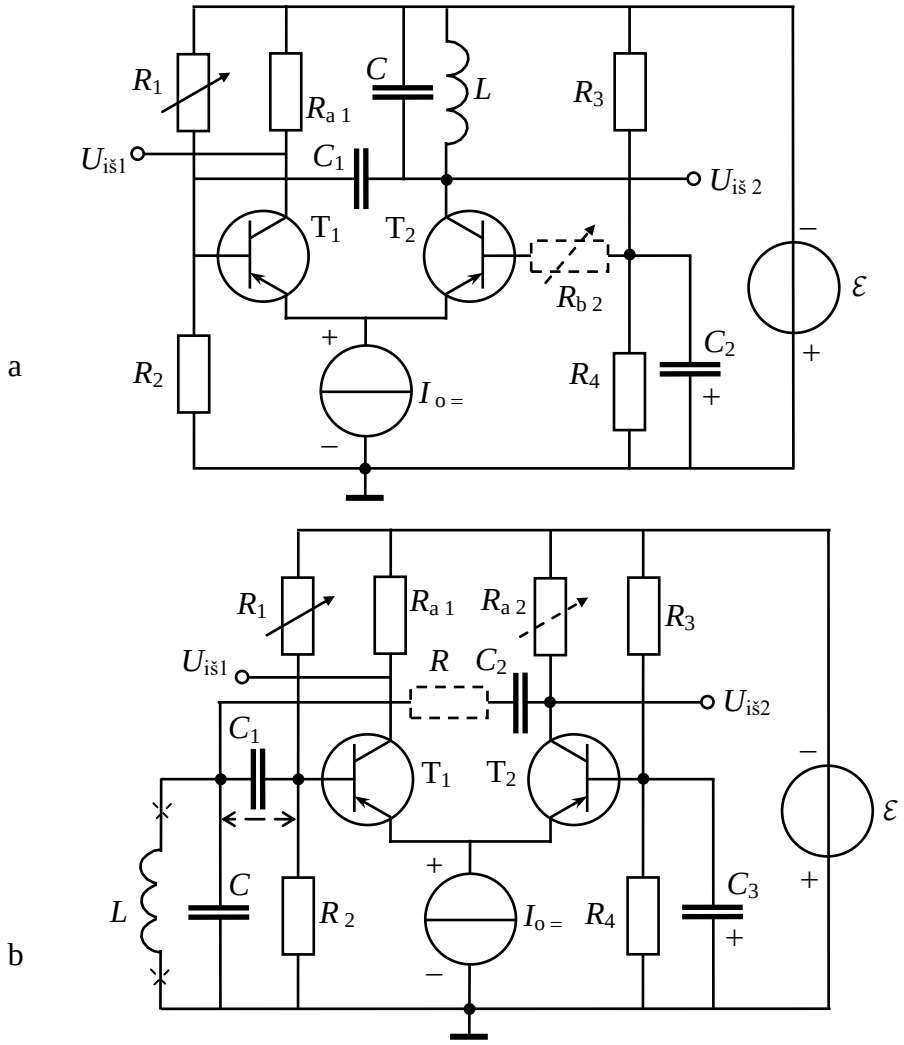
$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,e\,1}}$ priklauso nuo antrosios BE stiprinimo pakopos T_2 įėjimo varžos $R^{*}_{\mathrm{in\,e\,2}} = R_{\mathrm{in\,e\,2}} + R_7 \| R_8$ vertės, kuri šuntuoja pirmosios BE stiprinimo pakopos T_1 apkrovos varžą R_4. Dėl šio šuntavimo pirmosios BE stiprinimo pakopos T_1 diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,e\,1}}$ sumažėja, jo vertės $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,e\,1\,o}}$ be šunto $R^{*}_{\mathrm{in\,e\,2}}$ atžvilgiu ($\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,e\,1\,o}} > \boldsymbol{K}_{\mathrm{u\,e\,1}}$). Taip pat akivaizdu, kad 2.217 pav. parodytose *RC*– generatorių schemose vietoj dvipolių tranzistorių $T_{(1;\,2)}$ gali būti įjungti lauko tranzistoriai, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistoriai, taip pat šios schemos gali būti sudarytos mišriai – su dvipoliu ir lauko tranzistoriais, nesvarbu kurioje pakopoje.

Akivaizdu, kad diferencinis (skirtuminis) stiprintuvas (2.96 pav. ir 2.97 pav.) taip pat gali būti panaudotas elektrinių signalų generatoriui sudaryti.

LC– generatoriaus su diferenciniu (skirtuminiu) stiprintuvu pamatinės elektroninės schemos su dvipoliais tranzistoriais $T_{(1;\,2)}$ parodytos 2.218 pav.

Akivaizdu, kad 2.218 pav. parodytose schemose taip pat, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungti lauko tranzistoriai $T_{(1;\,2)}$, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo n– arba p– kanalo MDP (MOP) tranzistoriai.

Iš 2.218 pav. matome: teigiamasis grįžtamasis ryšys yra sudarytas tarp vieno iš diferencinio stiprintuvo išėjimų $U_{\mathrm{iš\,(1;\,2)}}$, pavyzdžiui, $U_{\mathrm{iš\,2}}$ – tranzistoriaus T_2 kolektorius K_2, ir kito tranzistoriaus T_1 įėjimo – bazės B_1, arba atvirkščiai, nes šiuose mazguose atitinkamų signalų įtampos $\boldsymbol{U}_{(\mathrm{K\,2,\,K\,1})}$ ir $\boldsymbol{U}_{(\mathrm{B\,1,\,B\,2})}$ yra vienodų atitinkamų fazių $\varphi_{(\mathrm{K\,2,\,K\,1})} = \varphi_{(\mathrm{B\,1,\,B\,2})}$ (2.96 pav.). 2.218 pav., a, parodytame schemos variante rezonansinis *LC*– kontūras yra tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 apkrovoje, o 2.218 pav., b, parodytame schemos variante – tranzistoriaus T_1 įėjime – bazės B_1 grandinėje. Akivaizdu, kad 2.218 pav., b, parodytame schemos variante vietoj *LC*– kontūro galima įjungti Vyno tiltelio *RC*– grandinę. Tai padaroma



2.218 pav. *LC*– generatoriaus pamatinės elektroninės schemos su diferenciniu (skirtuminiu) stiprintuvu, kuriame panaudoti dvipoliai tranzistoriai $T_{(1;\,2)}$

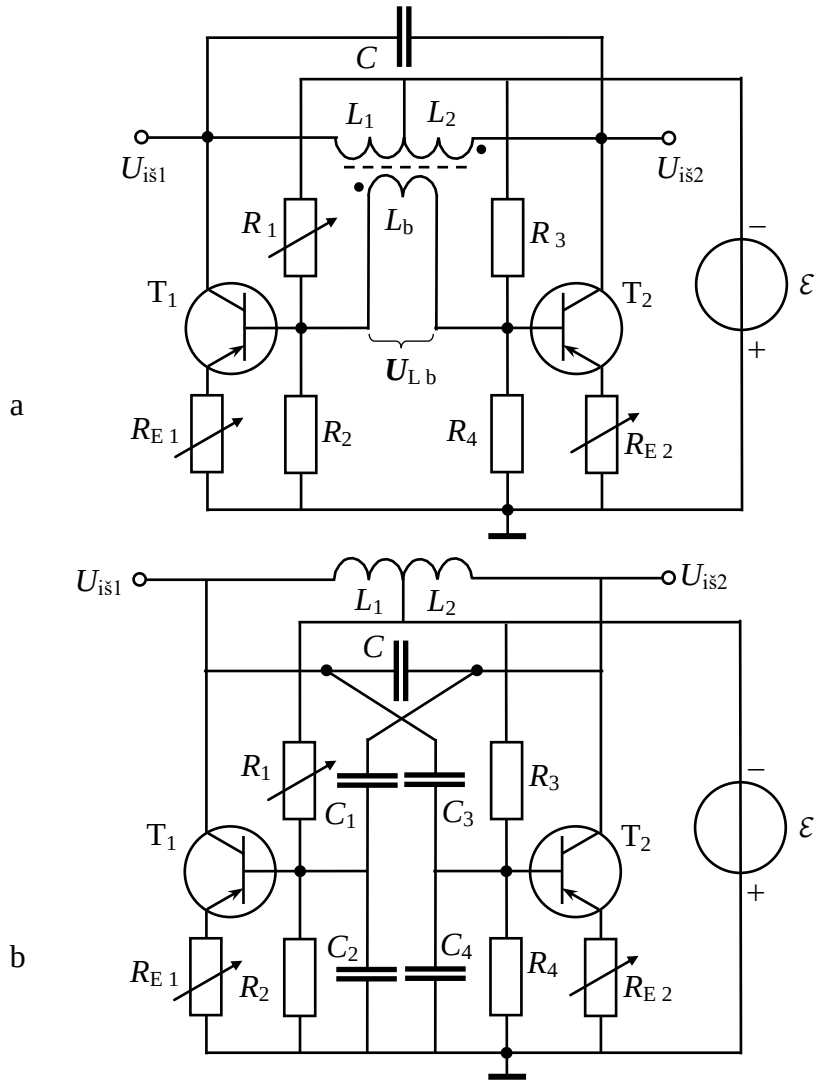
atlikus pakeitimus – induktyvumo ritelė L išjungiama iš schemos, kondensatorius C_1 užtrumpinamas trumpikliu ir nuosekliai kondensatoriui C_2 papildomai įjungiamas rezistorius R (tai yra parodyta brūkšninėmis linijomis).

Abiejose 2.218 pav. parodytose schemose amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant pastoviosios srovės šaltinio srovės $I_{o\,=}$ vertę, nes tranzistorių $T_{(1;\,2)}$ diferencialinis statumas $S_{e\,(1;\,2)} = \alpha_{o\,(1;\,2)} \cdot I_{o\,=} / (2 \cdot \varphi_T)$ (pirmoji d.– (1.146)), ir iš čia $K_{u\,2} = S_{e\,2} \cdot R_{a\,2}$ – tranzistoriaus T_2 (2.218 pav., b) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas. Iš čia kyla kitas (2.218 pav., b, parodytas schemos variantas) amplitudžių balanso sąlygos (2.378) nustatymo būdas – apkrovos varžos $R_{a\,2}$ vertės keitimas. Tai padaroma vietoj jos įjungtu potenciometru. Taip pat abiejose 2.218 pav. parodytose schemose amplitudžių balanso sąlygą (2.378) galima nustatyti keičiant į tranzistoriaus T_2 bazės B_2 grandinę įjungto neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus $R_{b\,2}$ vertę taip, kaip tai parodyta 2.218 pav., a, brūkšninėmis linijomis.

Analogiškai dvitakčiams stiprintuvams (2.160 pav.), siekiant padidinti generuojamų elektrinių signalų $\boldsymbol{U}_{iš}$ galią $\boldsymbol{P}_{iš}$, yra sudaromos *dvitaktės LC– ir RC– generatorių schemos*. Jų galimi variantai su dvipoliais tranzistoriais $T_{(1;\,2)}$ yra parodyti 2.219 pav.

Akivaizdu, kad 2.219 pav. parodytose schemose taip pat, analogiškai rezonansinei *LC*– stiprinimo pakopai (2.208 pav., b), gali būti įjungti lauko tranzistoriai $T_{1,\,2}$, pavyzdžiui, uždarytojo – indukuotojo p– arba n– kanalo MDP (MOP) tranzistoriai.

Iš 2.219 pav., a, matome: dvitakčio *LC*– generatoriaus veiką garantuojanti induktyviojo grįžtamojo ryšio ritelė L_b turi būti įjungta taip, kad joje indukuotos įtampos $\boldsymbol{U}_{L\,b}$



2.219 pav. Dvitaktės *LC*– generatorių schemos su dvipoliais tranzistoriais $T_{(1;\,2)}$

fazė $\varphi_{\,L\,b}$ būtų vienoda tarp, pavyzdžiui, tranzistoriaus T_1 bazės B_1 ir tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 – išėjime $U_{iš\,2}$ generuojamos įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,2}$, ir tarp tranzistoriaus T_2 bazės B_2 ir tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 – išėjime $U_{iš\,1}$ generuojamos įtampos $\boldsymbol{U}_{iš\,1}$. Esant šioms sąlygoms, tranzistoriai $T_{(1;\,2)}$ generacijos metu veikia priešingomis fazėmis – pavyzdžiui, kai T_1 „atsidaro“, tai T_2 „užsidaro“, ir atvirkščiai, todėl tranzistoriai $T_{(1;\,2)}$ veikia B- klasėje (2.160 pav., 2.161 pav.). Analogiškai veikia ir *LC*– generatorius su teigiamojo ryšio talpiniais įtampos dalikliais $C_1\|C_2$ ir $C_3\|C_4$ (2.219 pav., b), kuriame tranzistoriaus T_1 bazės B_1 talpinis įtampos daliklis $C_1\|C_2$ yra prijungtas prie tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 – $U_{iš\,2} \Rightarrow \boldsymbol{U}_{iš\,2}$, o tranzistoriaus T_2 bazės B_2 talpinis įtampos daliklis $C_3\|C_4$ – prie tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 – $U_{iš\,1} \Rightarrow \boldsymbol{U}_{iš\,1}$. Abiejose 2.219 pav. parodytose *LC*– generatoriuose generuojamų signalų $\boldsymbol{U}_{iš\,1,\,2}$ dažnis $\omega_{iš}$ yra:

$$\omega_{iš} \cong [(L_1 + L_2)\cdot C\,]^{-1/2}. \qquad (2.709a)$$

2.219 pav., a, parodytoje schemoje amplitudžių balanso sąlyga (2.378) nustatoma parenkant induktyviojo ryšio ritelės L_b vijų skaičių n_b ir papildomai nustatant neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorių $R_{E\,1,\,2}$ varžų vertes, o 2.219 pav., b, parodytoje schemoje ši sąlyga yra nustatoma parenkant talpinių įtampos daliklių $C_1\|C_2$ ir $C_3\|C_4$ dalijimo vertes $k_1 = C_2/(C_1 + C_2)$ ir $k_2 = C_4/(C_3 + C_4)$, bei papildomai parenkant neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorių $R_{E\,(1;\,2)}$ varžų vertes.

Čia reikia pasakyti, kad 2.218 pav. ir 2.219 pav. parodyti *LC*– generatoriai pasižymi išskirtine savybe – turi du nepriklausomus išėjimus $U_{iš\,(1;\,2)}$, kuriuose generuojamų atitinkamų

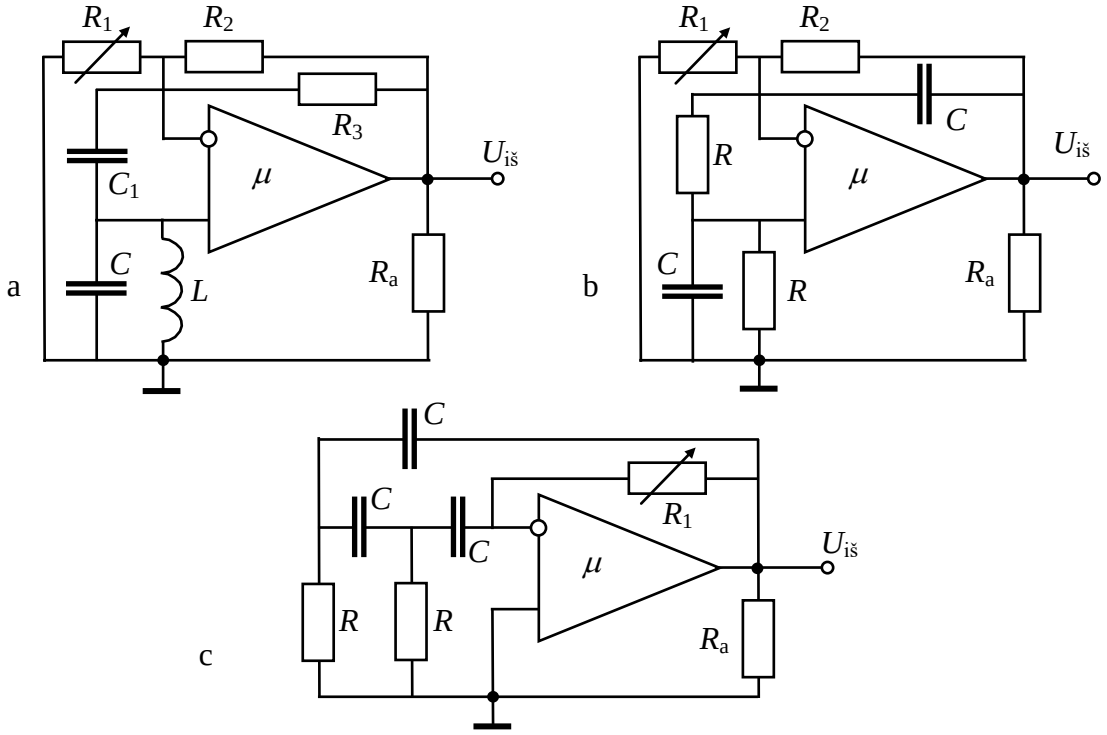
signalų $\boldsymbol{U}_{\text{iš (1; 2)}}$ amplitudės $U_{\text{o iš (1; 2)}}$ yra lygios: $U_{\text{o iš 1}} = U_{\text{o iš 2}}$, o atitinkamos fazės $\varphi_{\text{u iš (1; 2)}}$ yra priešingos: $|\varphi_{\text{u iš 1}} - \varphi_{\text{u iš 2}}| = 180^{\text{o}} \equiv \pi$ rad.

Dar kartą pasakysime, kad visos anksčiau išnagrinėtos generatorių schemos gali būti padarytos ir su lauko tranzistoriais. Jose dvipolių tranzistorių jungimo schemos yra kaičiamos taip: BB $\rightarrow$ BU, BE $\rightarrow$ BI ir EK $\rightarrow$ IK. Taip pat reikia pasakyti, kad taikant lauko tranzistorius yra būtina sudaryti jų atitinkamas veikos sąlygas, kurių sudarymas priklauso nuo lauko tranzistoriaus konstrukcijos (pirmoji d.– 1.3.2 poskyris).

2.2.3. Elektrinių signalų generatoriai su operaciniu stiprintuvu

Naudojant OS (μ) galima sudaryti įvairias *LC*– ir *RC*– generatorių schemas (2.188 pav.). Elektrinių signalų generatorių schemos su OS (μ) turi esminį pranašumą – teigiamojo $\boldsymbol{\gamma}_{\text{u (+)}}$ ir neigiamojo $\boldsymbol{\gamma}_{\text{u (–)}}$ grįžtamojo ryšio grandinės gali būti sudaromos nepriklausomai viena nuo kitos, o tai labai palengvina jų konstravimą ir kartu padidina jų įvairovę. Ši galimybė yra nulemta OS (μ) esminės konstrukcinės ypatybės – jis turi du nepriklausomus įėjimus – invertuojantį $U_{\text{in (–)}}$ ir neinvertuojantį $U_{\text{in (+)}}$ (2.188 pav.). Kai grįžtamojo ryšio grandine tam tikra dalis ($\boldsymbol{\gamma}_{\text{u (–)}} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{iš}}$) išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ yra perduodama į invertuojantį įėjimą $\boldsymbol{U}_{\text{in (–)}}$ – automatiškai turime neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kuris lemia amplitudžių balanso sąlygą (2.378a), o kai kita nepriklausoma grįžtamojo ryšio grandine tam tikra dalis ($\boldsymbol{\gamma}_{\text{u (+)}} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{iš}}$) išėjime generuojamo $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ yra perduodama į neinvertuojantį įėjimą $\boldsymbol{U}_{\text{in (+)}}$ – automatiškai turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį, kuris lemia fazių balanso sąlygą (2.378).

Harmoninių virpesių LC– ir RC– generatorių principinės elektroninės schemos, kuriose panaudotas įtampą neinvertuojantis (2.189 pav., a) ir invertuojantis (2.191 pav.) stiprintuvas su OS (μ), yra parodytos 2.220 pav.



2.220 pav. Harmoninių virpesių *LC*– (a) ir *RC*– (b, c) generatorių principinės elektroninės schemos, kuriose panaudotas įtampą neinvertuojantis (a, b) ir invertuojantis (c) stiprintuvas su OS (μ)

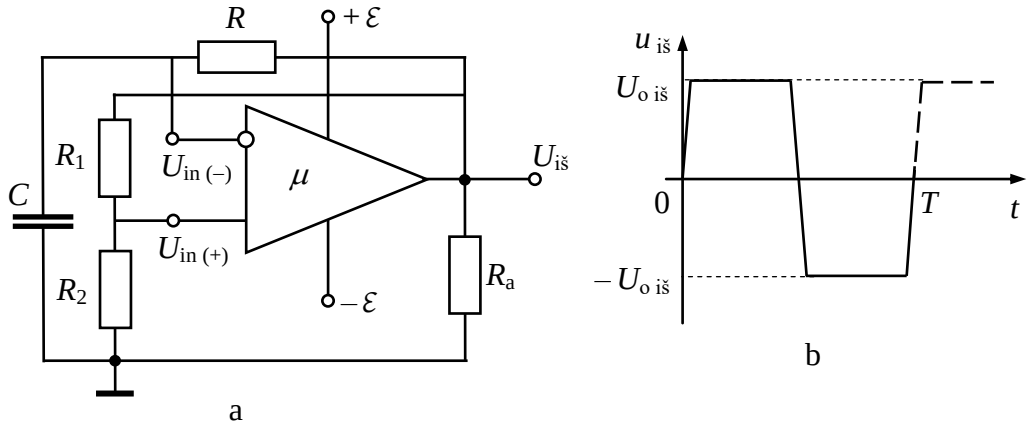
Harmoninių virpesių generatorių su rezonansiniu *LC*– kontūru (2.220 pav., a) ir su

RC– Vyno tilteliu (2.220 pav., b), naudojant įtampą neinvertuojantį stiprintuvą su OS (μ) (2.189 pav., a), veika yra akivaizdi. Šiuose generatoriuose amplitudžių balanso sąlyga (2.378) yra nustatoma parenkant neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinės rezistoriaus R_1 (arba R_2), kurie sudaro išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ rezistorinį daliklį – $\boldsymbol{\gamma}_{\text{u }(-)} = R_1/(R_1 + R_2)$, vertę. Čia pasakysime, kad 2.220 pav., a, parodytoje *LC*– generatoriaus schemoje į teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinę įjungti elementai R_3 ir C_1 sumažina *LC*– kontūro šuntavimą OS (μ) išėjimo $U_{\text{iš}}$ santykinai maža varža $R_{\text{iš}} < 10\ \Omega$ (2.190 pav.) ir panaikina pastoviosios srovės sandą grįžtamojo ryšio grandinėje. Harmoninių virpesių *RC*– generatoriuje (2.220 pav., b), teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinė sudaryta su *RC*– Vyno tilteliu (2.35 pav.), kurio įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ perdavimo koeficientas $K_{\text{u Vn}} \cong 1/3$, kai $\omega \cong \omega_{\text{o Vn}}$ (2.37 pav., (2.126)). Todėl neinvertuojančio stiprintuvo su OS (μ) (2.189 pav., a) diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{\text{u }(+)} = [1 + (R_2/R_1)] \cong 3$. Harmoninių virpesių *RC*– generatoriuje (2.220 pav., c), kuriame panaudotas įtampą invertuojantis stiprintuvas su OS (μ) (2.191 pav.), yra panaudota neigiamojo gyžtamojo ryšio *RC*– grandinė, sudaryta iš trijų diferencijuojamųjų $R_i\ C_i$ – grandinių (2.213 pav., a), pasukanti signalo ($\boldsymbol{\gamma}_{\text{u }(-)} \cdot \boldsymbol{U}_{\text{iš}}$) fazę $180^{\text{o}} \equiv \pi$ rad kampu, kurios paskutinė – trečioji $R_i\ C_i$ – grandinė yra sudaryta iš C ir R_1 – neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus, su kuriuo yra nustatoma amplitudžių balanso sąlyga (2.378). Šios schemos atveju generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ dažnis $\omega_{\text{iš}}$ yra išreiškiamas taip:

$$\omega_{\text{iš}} \cong [\sqrt{3} \cdot (R \cdot C]^{-1}, \tag{2.710}$$

čia: $R_1 \cong 4/(R \cdot C^2 \cdot \omega^2_{\text{iš}}) = 12 \cdot R$ (šias išraiškas gaukite savarankiškai, tarę, kad $R_{\text{in }(-)} = \infty$).

Iš 2.220 pav. pateiktų generatorių elektroninių schemų su OS (μ) matome, kad šiose schemose yra naudojamos įvairios – mišrios grįžtamojo ryšio grandinės, kartu ir galvaninio (rezistorinio) ryšio grandinės, pavyzdžiui, neigiamojo grįžtamojo ryšio grandines R_1 ir R_2 (2.220 pav., a ir b), todėl tai leidžia plačiame dažnių diapazone nustatyti OS (μ) įtampos diferencialinio stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u }(+)}$ vertę (2.189 pav., a), atitinkančią amplitudžių balanso sąlygą. Akivaizdu, kad plačiajuostė galvaninio ryšio grandinė gali būti naudojama ir neinvertuojančiame įėjime $U_{\text{in }(+)}$. Vienas galimų tokios grandinės naudojimo variantų yra parodytas 2.221 pav., a, *multivibratoriaus su OS* (μ) atveju. Tai yra *klasikinė impulsinių virpesių RC– generatoriaus – multivibratoriaus schema*.



2.221 pav. Impulsinių virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ *RC*– generatoriaus – multivibratoriaus su OS (μ) principinė elektroninė schema (a) ir generuojamų impulsų $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t diagrama (b)

Iš 2.221 pav., a, matome, kad nei teigiamojo – R_1-R_2, nei neigiamojo – R-C grįžtamojo ryšio grandinėms nebūdingos rezonansinio pobūdžio dažninės charakteristikos. Todėl ši generatoriaus schema iš principo negali generuoti harmoninio signalo, nes teigiamojo grįžtamo ryšio rezistorinė R_1-R_2 išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ daliklio $R_1 \| R_2$ grandinė fazės balanso sąlygą (2.378) teoriškai palaiko visame dažnių ω diapazone – $\Delta\omega = 0$–∞, o neigiamojo

grįžtamo ryšio *RC*– grandinė atlieka išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ integravimo funkciją ir kartu amplitudžių balanso sąlygą (2.378) palaiko santykinai plačiame dažnių ω diapazone – $\Delta\omega = (R{\cdot}C)^{-1}$–$\infty$. Taigi, multivibratoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamų virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ (2.221 pav., b) spektro sandų A_k (2.47 pav.) dažnių ω_k diapazoną $\Delta\omega$ galima nustatyti iš amplitudžių balanso sąlygos:

$$K_{\text{u}(+)}(\omega_k){\cdot}\,\Upsilon_{\text{R}}(\omega_k) \geq 1, \tag{2.711}$$

čia: $K_{\text{u}(+)}(\omega_k)$ – įtampos neinvertuojančio stiprintuvo su OS (μ) (2.189 pav., a) įtampos diferencialinio stiprinimo koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u}(+)}$ modulio $K_{\text{u}(+)}(\omega)$ dažninė ω priklausomybė, nulemta neigiamojo grįžtamojo ryšio *RC*– grandinės, išreiškiama taip (2.655):

$$\boldsymbol{K}_{\text{u}(+)} \cong 1 + (R/\boldsymbol{Z}_{\text{C}}) \;\rightarrow\; K_{\text{u}(+)}(\omega) = [1 + (R{\cdot}\omega_k{\cdot}C)^2]^{1/2}; \tag{2.712}$$

$\Upsilon_{\text{R}}(\omega_k)$ – teigiamojo grįžtamo ryšio rezistorinės R_1-R_2 grandinės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ daliklio $R_1\|R_2$ įtampos perdavimo koeficiento $\boldsymbol{\Upsilon}_{\text{R}}$ modulio $\Upsilon_{\text{R}}(\omega)$ dažninė ω priklausomybė yra:

$$\Upsilon_{\text{R}}(\omega_k) \cong R_2/(R_1 + R_2), \tag{2.713}$$

ir iš (2.711)–(2.713) gauname:

$$[1 + (R{\cdot}\omega_k{\cdot}C)^2]^{1/2}{\cdot}R_2/(R_1 + R_2) \geq 1, \rightarrow \omega_k \geq [(1 + R_1/R_2)^2 - 1]^{1/2}/(R{\cdot}C). \tag{2.714}$$

čia indeksas $k = 1, 2, 3, \ldots$.

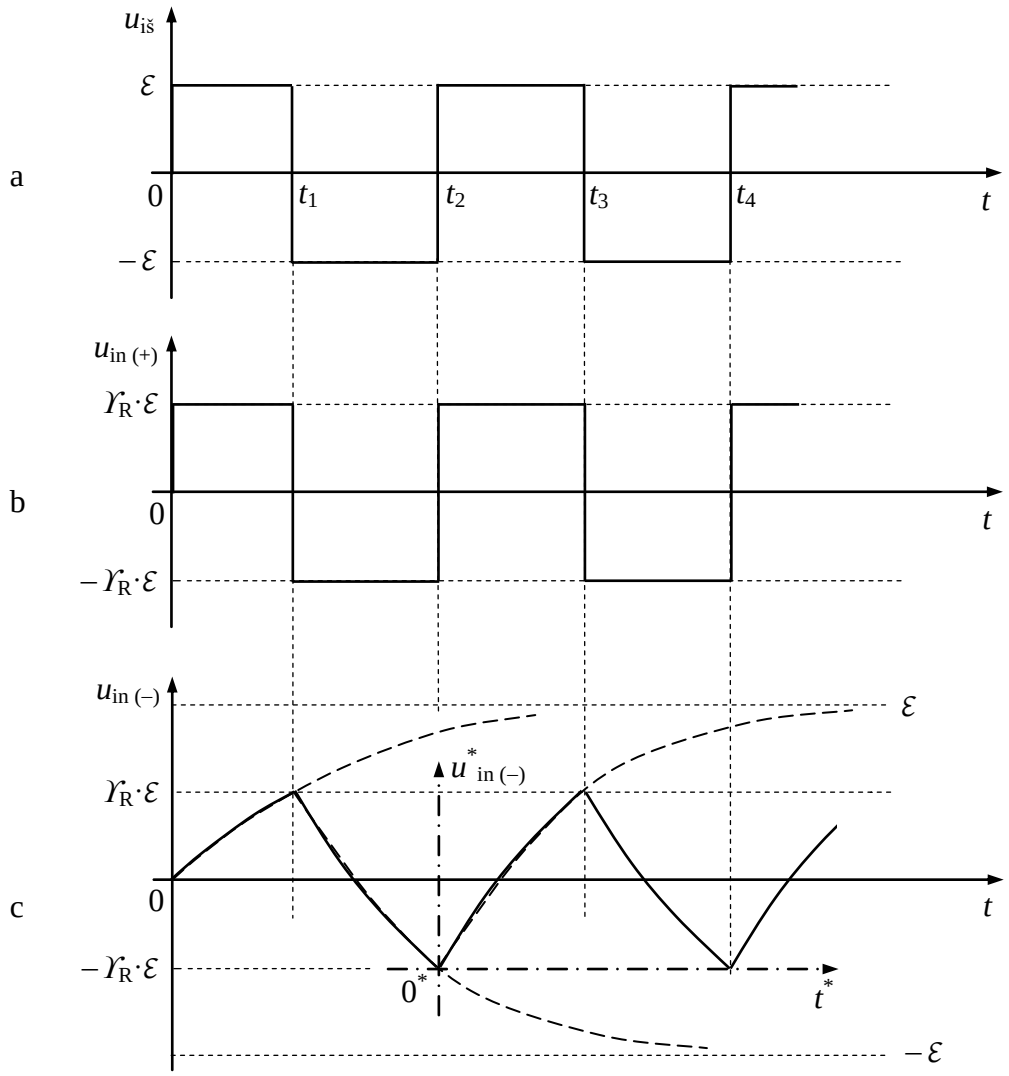
Iš (2.714) matome, kad 2.221 pav. parodyto multivibratoriaus, padaryto su OS (μ), išėjime $U_{\text{iš}}$ yra generuojami impulsiniai virpesiai $u_{\text{iš}}(t)$ (2.221 pav., b), kurių spektre ω_k nėra pastovios įtampos sando $A_0 = 0$, nes $\omega_k > 0$, čia $k = 1, 2, 3, \ldots$. Todėl generuojamų impulsų $u_{\text{iš}}(t)$ (2.221 pav., b) pavidalas yra simetriškas išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamos įtampos $u_{\text{iš}}(t)$ momentinių nulinių verčių $u_{\text{iš}} = 0$ atžvilgiu, o šių impulsų $u_{\text{iš}}(t)$ amplitudė $U_{\text{o iš}}$ periodiškai keičia ženklą: $\pm U_{\text{o iš}}$.

Generuojamų virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ periodo T vertę galima įvertinti iš (2.714), kai $k = 1$:

$$T \approx 2{\cdot}\pi/\omega_1 = 2{\cdot}\pi{\cdot}R{\cdot}C{\cdot}[(1 + R_1/R_2)^2 - 1]^{-1/2}. \tag{2.715}$$

Akivaizdu, jog pateikta supaprastinta multivibratoriaus, padaryto su OS (μ), veikos analizė neleidžia griežtai nustatyti 2.221 pav. parodyto multivibratoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamų impulsinių virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ pavidalą, nes tam yra būtina atlikti visą Furjė analizę (1.1.6 poskyris). Kita vertus, generuojamų impulsinių virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ pavidalą galima nustatyti analizuojant pereinamuosius procesus nagrinėjamoje multivibratoriaus schemoje (2.221 pav., a), Jų laiko *t* diagramos $u_{\text{iš}}(t)$ detaliau yra parodytos 2.222 pav.

Iš 2.222 pav., a, matome: laiko momentu $t = 0$ įjungus maitinimo pastoviąją įtampą $\mathcal{E}$, pavyzdžiui, $\mathcal{E} = \pm 15$ V, dėl veikiančio teigiamojo grįžtamojo ryšio – R_1-R_2, OS (μ) išėjime $U_{\text{iš}}$ labai sparčiai nusistovės +15 V arba −15 V vertė, pavyzdžiui, $u_{\text{iš}}(0) = +15\text{ V} \equiv \mathcal{E} = U_{\text{o iš}}$ – amplitudė (2.222 pav., a). Šiuo pradiniu laiko momentu $t = 0$, neinvertuojančiame įėjime $U_{\text{in}(+)}$ tokia pat sparta nusistovės amplitudinė įtampa $u_{\text{in}(+)}(0) = U_{\text{o in}(+)} = \Upsilon_{\text{R}}{\cdot}\mathcal{E}$ (2.222 pav., b), čia: $\Upsilon_{\text{R}} = (R_2\|R_{\text{in}(+)})/(R_2\|R_{\text{in}(+)} + R_2) \cong R_2/(R_1 + R_2)$ ir apytikslė lygybė parašyta, kai $R_{\text{in}(+)} >> R_2$. Invertuojančiame įėjime $U_{\text{in}(-)}$ pradiniu laiko momentu $t = 0$, įtampa $u_{\text{in}(-)}(0) = U_{\text{C}} = 0$ (2.222 pav., c) ir laike $t > 0$ eksponentiškai didėja proporcingai laiko konstantai $\tau_{\text{RC}} = R{\cdot}C$ (2.9 pav.), artėdama prie ribinės $\mathcal{E} = 15$ V vertės. Šio proceso metu $u_{\text{iš}}(t) = \mathcal{E}$, nes OS ($\mu$) įėjimuose $U_{\text{in}(+)}$ ir $U_{\text{in}(-)}$ skirtuminė (parafazinė) įėjimo įtampa $\Delta u_{\text{in p}} = u_{\text{in}(+)} - u_{\text{in}(-)} > 0$. Praėjus laikui $t \cong t_1$, momentinė įtampa $u_{\text{in}(-)}(t_1)$ pasiekia vertę $u_{\text{in}(-)}(t_1) \cong \Upsilon_{\text{R}}{\cdot}\mathcal{E} \cong U_{\text{o in}(+)}$ (2.222 pav. c), dėl to keičiasi skirtuminės įėjimo įtampos $\Delta u_{\text{in p}} = u_{\text{in}(+)} - u_{\text{in}(-)} < 0$ poliškumas, ir todėl OS (μ) sparčiai persijungia – laiko momentu $t \cong t_1$ išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $u_{\text{iš}}(t_1)$ vertė iš $\mathcal{E} \cong +15$ V keičiasi į $\mathcal{E} \cong -15$ V (2.222 pav., a). Nuo šio momento t_1, laike $t > t_1$, kondensatorius *C*, esant tai pačiai laiko konstantai τ_{RC}, yra eksponentiškai perelektrinamas nuo įtampos ($\Upsilon_{\text{R}}{\cdot}\mathcal{E}$) iki mažėjančių verčių, artėjant prie įtampos $-\mathcal{E}$ (2.222



2.222 pav. Impulsinių virpesių *RC*– generatoriaus – multivibratoriaus su OS (μ) (2.222 pav., a) atitinkamų signalų laiko t diagramos

pav., c). Laiko momentu $t \cong t_2 > t_1$ momentinė įtampa $u_{in\,(-)}(t_2)$ pasiekia neigiamą vertę $-(\gamma_R\cdot\mathcal{E})$, dėl to keičiasi poveikio skirtuminės įėjimo įtampos $\Delta u_{in\ p} = u_{in\,(+)} - u_{in\,(-)} > 0$ poliškumas, ir todėl OS (μ) vėl sparčiai persijungia – laiko momentu $t \cong t_2$ išėjime $U_{iš}$ įtampos $u_{iš}(t_2)$ amplitudinė vertė $U_{o\,iš}$ iš $\mathcal{E} \cong -15$ V keičiasi į $\mathcal{E} \cong +15$ V (2.222 pav., a). Toliau bėgant laikui $t > t_2$ pereinamieji procesai periodiškai kartojasi. Taigi matome, kad 2.221 pav., a, parodyto multivibratoriaus, padaryto su OS (μ), išėjime $U_{iš}$ generuojamų impulsinių virpesių $u_{iš}(t)$ pavidalas yra *meandro* formos ir šių impulsų *retis* χ yra:

$$\chi = T/\Delta t_i = (t_3 - t_1)/(t_2 - t_1) = 2. \qquad (2.715a)$$

Čia pasakysime, kad pradinio proceso laiko tarpas t_1 yra trumpesnis už toliau einančius nusistovėjusius laiko tarpus (2.222 pav., a): $t_1 < t_2 - t_1 \cong t_3 - t_2 \cong t_4 - t_3 \cong ... \cong T/2$. Laikydami nusistovėjusių virpesių $u_{iš}(t)$ pradžią – laiko momentą $t_2 \equiv 0^*$, o įtampos $u^*_{in\,(-)}(t^*)$ atskaitos nulinę vertę $-(\gamma_R\cdot\mathcal{E}) \equiv 0^*$ (2.222 pav., c), galime parašyti:

$$u^*_{in\,(-)}(t^*) = (\mathcal{E} + \gamma_R\cdot\mathcal{E})\cdot(1 - e^{-t^*/\tau_{RC}}),$$

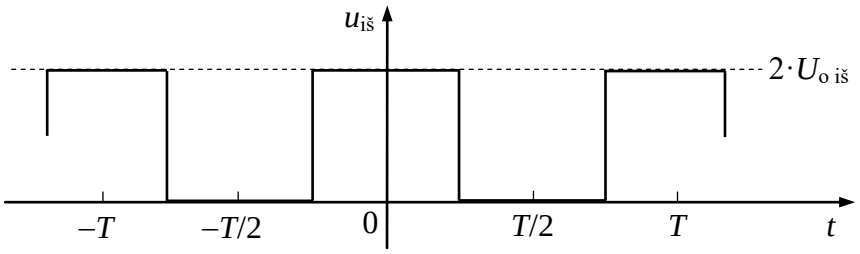
ir iš čia, kai $t^* \cong T/2$, randame:

$$(\mathcal{E} + \gamma_R\cdot\mathcal{E})\cdot[1 - e^{-T/(2\cdot\tau_{RC})}] \equiv 2\cdot\gamma_R\cdot\mathcal{E}.$$

Iš čia nesunku apskaičiuoti, kad generuojamų virpesių $u_{iš}(t)$ periodas T yra užrašomas tokia patikslinta išraiška:

$$T \cong 2\cdot R\cdot C\cdot\ln(1 + 2\cdot R_2/R_1). \qquad (2.716)$$

Palyginę labai apytikslę (2.715) ir patikslintą (2.716) periodo T išraiškas, matome, kad jose yra ta pati periodo T vertės priklausomybė nuo multivibratoriaus schemos (2.221 pav., a) parametrų, o T vertės skiriasi 1,5–2 kartus. Kita vertus, iš apytikslės dažnių sandų ω_k išraiškos (2.714) negalima nustatyti multivibratoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamų meandro signalo $u_{\text{iš}}(t)$ spektro sandų A_k (2.47 pav.) amplitudžių $U_{\text{o iš}\,k}$, fazių $\varphi_{\text{iš}\,k}$ ir dažnių ω_k verčių. Todėl parašysime meandro signalo $u_{\text{iš}}(t)$ matematinę išraišką ir pasinaudosime trigonometrine Furjė eilutės išraiška (2.143) su koeficientais (2.144). Taigi, meandro signalo $u_{\text{iš}}(t)$ matematinę išraišką gausime parinkę atitinkamą jo laikinę diagramą, parodytą 2.223 pav.



2.223 pav. Meandro formos elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $u_{\text{iš}}$, laiko t diagrama

Iš 2.223 pav. matome, kad meandro formos signalą $u_{\text{iš}}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\text{iš}}(t) = \begin{cases} 0, \text{ kai: } -T/2 \le t \le -T/4, \\ 2\cdot U_{\text{o iš}}, \text{ kai: } -T/4 \le t \le T/4, \\ 0, \text{ kai: } T/4 \le t \le T/2. \end{cases} \qquad (2.717)$$

Iš čia ir (2.143), bei (2.144), randame meandro signalo $u_{\text{iš}}(t)$ trigonometrinės Furjė eilutės išraišką:

$$u_{\text{iš}}(t) = a_{\text{o}}/2 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k\cdot\omega_1\cdot t) =$$

$$= (4\cdot U_{\text{o iš}}/\pi)\cdot\cos(\omega_1\cdot t) - [4\cdot U_{\text{o iš}}/(3\cdot\pi)]\cdot\cos(3\cdot\omega_1\cdot t) +$$

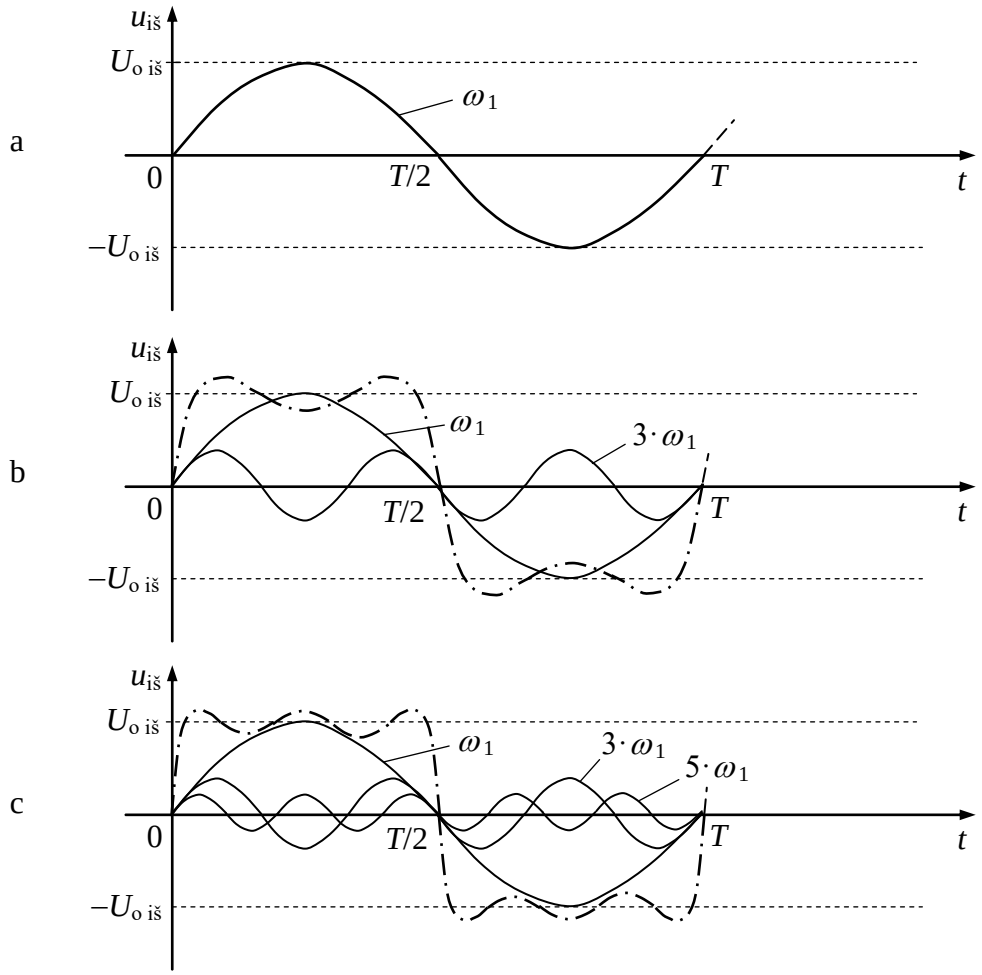
$$+ [4\cdot U_{\text{o iš}}/(5\cdot\pi)]\cdot\cos(5\cdot\omega_1\cdot t) - [4\cdot U_{\text{o iš}}/(7\cdot\pi)]\cdot\cos(7\cdot\omega_1\cdot t) + \ldots . \qquad (2.718)$$

Iš čia matome: meandro pavidalo signalas $u_{\text{iš}}(t)$ neturi pastoviojo sando $a_{\text{o}} = 0$ ir turi tik nelyginės spektro harmonikas ($k\cdot\omega_1$), kai $k = 1, 3, 5, 7, \ldots$. Šią meandro pavidalo signalo $u_{\text{iš}}(t)$ spektro savybę galima nustatyti ir grafiškai, taikant superpozicijos principą, iš kurio kyla tik nelyginės signalo spektro harmonikos: ($k\cdot\omega_1$): $1\cdot\omega_1$, $3\cdot\omega_1$, $5\cdot\omega_1$, $7\cdot\omega_1$, ... Tai parodyta 2.224 pav.

Iš 2.224 pav. matome: pradiniu laiko momentu $t = 0$ ir toliau periodiškai $t_k = k\cdot T$ visų meandro formos signalo $u_{\text{iš}}(t)$ (brūkšninė-taškinė kreivė) spektro harmonikų ($k\cdot\omega_1$) fazės $\varphi_k = 0$, ir tais laiko momentais t_k yra formuojami meandro formos impulsų $u_{\text{iš}}(t)$ teigiami frontai. Laiko momentu $t = T/2$ ir toliau periodiškai $t_{2\cdot k} = (2\cdot k + 1)\cdot T/2$, signalo $u_{\text{iš}}(t)$ spektro harmonikų ($k\cdot\omega_1$) fazės $\varphi_k = -180^{\text{o}} \equiv -\pi$ rad, ir tais laiko momentais $t_{2\cdot k}$ yra formuojami meandro formos impulsų $u_{\text{iš}}(t)$ neigiami frontai. Akivaizdu, kad tos pačios išvados kyla ir iš Furjė spektrinės analizės lygčių (2.718). Iš čia taip pat galima daryti išvadą: meandro pavidalo signalo $u_{\text{iš}}(t)$ spektro sandų $\boldsymbol{A}_k$ amplitudės $A_{\text{o}\,k}$ monotoniškai mažėja didėjant k, artėdamos prie nulinės vertės: kai $k \Rightarrow \infty$, tai $A_{\text{o}\,k} \Rightarrow 0$.

2.2.4. Generatorių išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$) amplitudė $U_{\text{o iš}}$ (arba (ir) $I_{\text{o iš}}$). Generacijos susižadinimo pobūdis

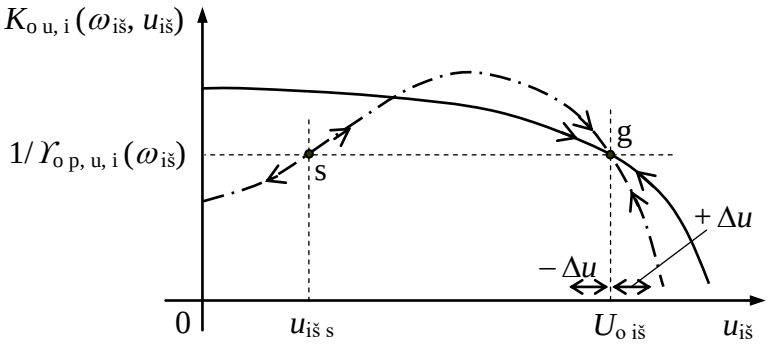
Generatorių išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamo signalo $u_{\text{iš}}(t)$, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ arba (ir) srovės $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$ atitinkamos amplitudės $U_{\text{o iš}}$ ir $I_{\text{o iš}}$ turėtų būti nustatomos iš amplitudžių balanso sąlygos (2.378): $K_{\text{o u, i}}(\omega)\cdot Y_{\text{o u, i}}(\omega) = 1$, iš kurios matome, kad bendriausiu atveju



2.224 pav. Elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $u_{iš}(t)$, laiko t diagrama (brūkšninė-taškinė kreivė), kai signalo $u_{iš}(t)$ spektras $\boldsymbol{A}_k$ yra sudarytas iš nelyginių k harmonikų (ištisinės kreivės): a – viena harmonika $k = 1$; b – dvi harmonikos $k = 1$ ir $k = 3$; c – trys harmonikos $k = 1$, $k = 3$ ir $k = 5$

amplitudės $U_{o\,iš}$ arba $I_{o\,iš}$ vertė nėra apibrėžta. Taigi, jeigu generatoriaus stiprintuvo $K_{o\,(u,\,i)}(\omega)$ ir teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinės $\Upsilon_{o\,(u,\,i)}(\omega)$ (2.111 pav.) elektriniai parametrai nepriklauso nuo elektrinių signalų verčių juose – yra tiesiniai elementai, tai amplitudės $U_{o\,iš}$ arba (ir) $I_{o\,iš}$ vertės gali būti bet kokios. Čia pasakysime, jog iš tiesinių elementų sudaryto generatoriaus generuojamų virpesių amplitudės $U_{o\,iš}$ arba (ir) $I_{o\,iš}$ yra nulemtos maitinimo šaltinio parametrų R_i ir $\mathcal{E}$ verčių, bei apkrovos R_a verte. Tai kyla iš energijos tvermės dėsnio. Teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinė $\Upsilon_{o\,(u,\,i)}(\omega)$ dažniausiai yra sudaroma iš tiesinių pasyviųjų radiotechninių elementų – R, C ir L. Todėl tiesinė grįžtamojo ryšio grandinė $\Upsilon_{o\,(u,\,i)}(\omega)$ energetiškai – stiprinimo prasme neturi įtakos generuojamų virpesių $U_{iš\sim}$ arba (ir) $I_{iš\sim}$ energetiniams parametrams, tačiau gali daryti įtaką virpesių $U_{iš\sim}$ arba (ir) $I_{iš\sim}$ dažniui $\omega_{iš}$. Generatoriaus stiprintuvas bendru atveju visada turi netiesinį stiprinantį aktyvųjį elementą – vakuuminę radijo lempą ar kokį nors tranzistorių, kurių elektriniai parametrai netiesinėje veikoje priklauso nuo įtampų $U_{iš\sim}$ ir srovių $I_{iš\sim}$ momentinių verčių $u_{iš}(t)$ ir $i_{iš}(t)$ šių įtaisų elektroduose – išvaduose. Todėl bendriausiu atveju generatoriaus stiprintuvo koeficientai $\boldsymbol{K}_{(p,\,u,\,i)}(\omega)$ priklauso ne tik nuo dažnio ω, bet ir nuo elektrinių signalų energetinių parametrų jame, pavyzdžiui – nuo išėjime $U_{iš}$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ momentinės $u_{iš}(t)$ vertės. Galimos netiesinio stiprintuvo koeficientų $\boldsymbol{K}_{(u,\,i)}(\omega_{iš},\, u_{iš})$ modulių $K_{o\,(u,\,i)}(\omega_{iš},\, u_{iš})$ priklausomybės yra parodytos 2.225 pav.

Iš 2.225 pav. matome: stabilus generavimas, kai generuojamų virpesių $u_{iš}(t)$ amplitudė $U_{o\,iš}$, yra galima tik veikos taške g, kuriame yra tenkinama amplitudžių balanso



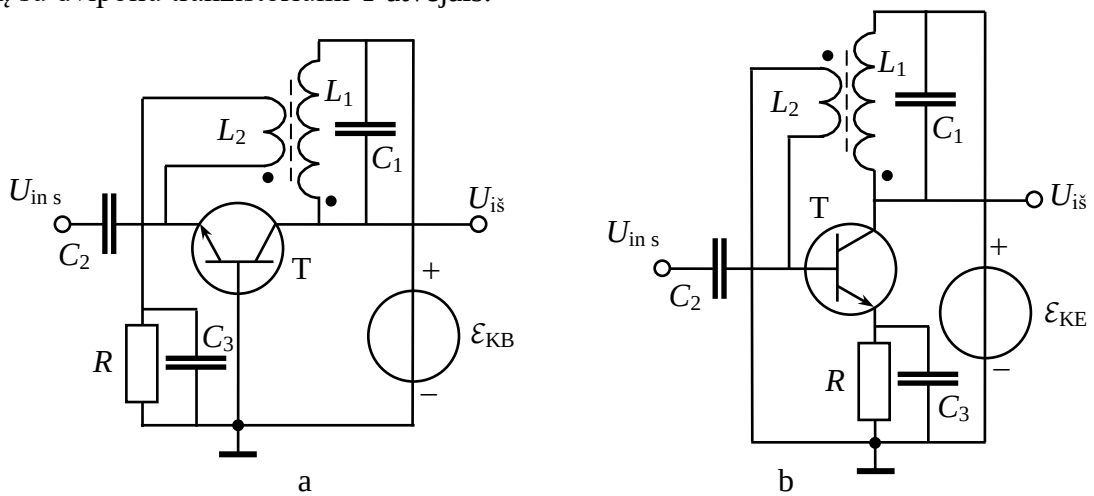
2.225 pav. Generatoriaus netiesinio stiprintuvo koeficientų $K_{o\,(u,\,i)}(\omega, u_{iš})$ galimos priklausomybės, lemiančios generatoriaus susižadinimo pobūdį ir generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{iš}$ amplitudę $U_{o\,iš}$

sąlyga:

$$K_{o\,u,\,i}(\omega_{iš}, u_{iš})\cdot \Upsilon_{o\,u,\,i}(\omega_{iš}) = 1. \tag{2.719}$$

Veikos taške „g“ generavimas yra stabilus, nes, pavyzdžiui, dėl įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fliuktuacijų generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{iš}$ amplitudei $U_{o\,iš}$ sumažėjus iki vertės $U^{*}_{o\,iš\,(-)} = U_{o\,iš} - \Delta u$, netiesinio stiprintuvo diferencialinis koeficientas $K_{o\,(u,\,i)}(\omega_{iš}, u_{iš})$ padidėja dydžiu $+\Delta K_u$, todėl padidėja $\boldsymbol{U}_{iš}$ momentinė vertė $u^{*}_{iš}(t) = u_{iš}(t) + (\Delta K_u\cdot\Delta u) \Rightarrow U_{o\,iš}$. Ir atvirkščiai, kai dėl įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fliuktuacijų generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{iš}$ amplitudė $U_{o\,iš}$ padidėja iki vertės $U^{*}_{o\,iš\,(+)} = U_{o\,iš} + \Delta u$, netiesinio stiprintuvo koeficientas $K_{o\,(u,\,i)}(\omega_{iš}, u_{iš})$ sumažėja dydžiu ΔK_u, todėl sumažėja $\boldsymbol{U}_{iš}$ momentinė vertė $u^{*}_{iš}(t) = u_{iš}(t) - (\Delta K_u\cdot\Delta u) \Rightarrow U_{o\,iš}$ (2.225 pav.).

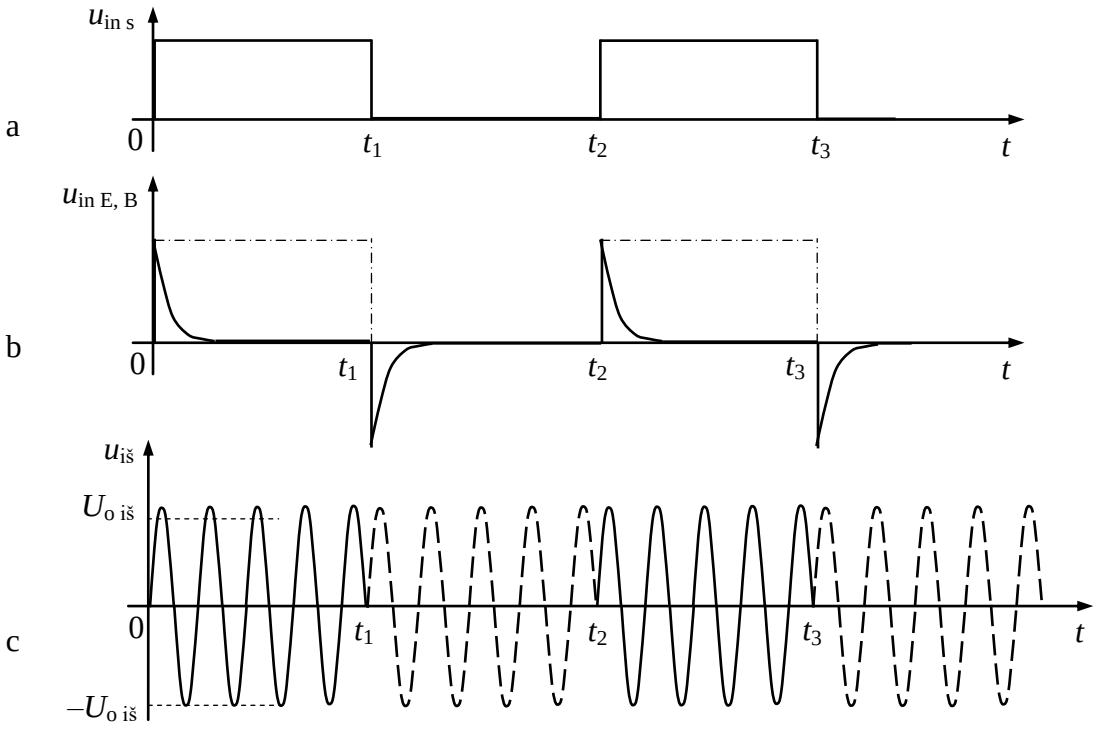
Iš 2.225 pav. taip pat matome: generatoriaus susižadinimo pobūdis priklauso nuo netiesinio stiprintuvo diferencialinio koeficiento $K_{o\,(u,\,i)}(\omega_{iš}, u_{iš})$ priklausomybės kreivės pavidalo. Kai priklausomybės $K_{o\,(u,\,i)}(\omega_{iš}, u_{iš})$ kreivė yra pavidalo, parodyto 2.225 pav. ištisine kreive, tokio generatoriaus susižadinimo pobūdis yra „*minkštas*“, o kai stiprintuvo koeficiento priklausomybės $K_{o\,u,\,i}(\omega_{iš}, u_{iš})$ pavidalas yra toks, kaip parodyta 2.225 pav. brūkšnine-taškine kreive, tokio generatoriaus susižadinimo pobūdis yra „*kietas*“. „Kieto“ susižadinimo atveju generatorius pradeda veikti tik tada, kai išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ momentinė vertė $u_{iš}(t) > u_{iš\,s}(t)$ – *slenkstinė susižadinimo įtampa*. Dažniausiai šiuo režimu veikiantys generatoriai turi išorinio paleidimo įėjimą $U_{in\,s}$, ir tokie generatoriai yra vadinami *išorinio sužadinimo generatoriais*, pavyzdžiui, 2.226 pav. parodytų išorinio sužadinimo generatorių elektroninių schemų su dvipoliu tranzistoriumi T atvejais.



2.226 pav. Galimos kieto susižadinimo generatorių principinės elektroninės schemos su BB (a) ir su BE (b) stiprinimo pakopomis

Iš 2.226 pav. parodytų schemų matome, kad jos skiriasi nuo „minkšto“ sužadinimo

generatorių schemų (2.209 pav.) tik tuo, kad neturi tranzistoriaus T veikos tašką $\{I_{\text{K o}},\ U_{(\text{KB},\ \text{KE})\ \text{o}}\}$ nustatančių rezistorinių įtampos daliklių. Todėl, įjungus maitinimo įtampą $\mathcal{E}_{(\text{KB},\ \text{KE})}$ tranzistorius T yra normaliai „uždarytas“ – jo veikos taškas $\{I_{\text{K o}},\ U_{(\text{KB},\ \text{KE})\ \text{o}}\}$ apkrovos tiesėje $\boldsymbol{Z}_{\text{L1C1}}$ yra atkirtos taške „a“ (2.70 pav., 2.71 pav.), ir todėl generavimo nėra – $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = 0$, nes labai maža $I_{\text{K o}}$ vertė lemia stiprinimo pakopų $K_{\text{o u (b, e)}} \approx 0$ (pirmoji d.– (1.73 pav.)). Kai į generatoriaus sužadinimo įėjimą $U_{\text{in s}}$ yra paduodamas paleidimo signalas $u_{\text{in s}}(t)$, pavyzdžiui, mažos trukmės $\Delta t_{\text{s}} < T_{\text{iš}}/4$, čia $T_{\text{iš}}$ – generuojamo signalo $u_{\text{iš}}(t)$ periodas, ir todėl plataus dažnių spektro videoimpulsas, kurio poliškumas parenkamas taip, kad dėl jo poveikio sparčiai „atsidaro“ tranzistorius T, dėl to jo kolektoriaus K grandinėje yra sužadinamas trumpas kolektoriaus K srovės Δi_{K} impulsas. Šis srovės impulsas taip pat turi platų dažnių spektrą, todėl sužadina rezonansinį L_1C_1– kontūrą ir jame atsiranda virpesiai, kurių dažnis $\omega_{\text{o}} = (L \cdot C)^{-1/2}$. Šie virpesiai induktyviojo teigiamojo grįžtamojo ryšio ritelės L_2 grandinėje sužadina to paties dažnio ω_{o} srovę $\boldsymbol{I}_{(\text{E, B})}$, kuri, tekėdama per tranzistoriaus T emiterinę p–n sandūra yra išlyginama, todėl emiterio-bazės grandinėje atsiranda pastoviosios srovės $I_{(\text{E, B})\ \text{o}}$ sandas, kuris „pradaro“ tranzistorių T, ir todėl jo veikos taškas $\{I_{\text{K o}},\ U_{(\text{KB},\ \text{KE})\ \text{o}}\}$ nusistovi arti apkrovos tiesės vidurio – veikos taško „c“ (2.70 pav., 2.71 pav.). Taigi, tranzistoriaus T koeficientai α_{o} ir β_{o}, kartu atitinkamos stiprinimo pakopos $K_{\text{o u (b, e)}}$, labai padidėja, ir todėl pradeda veikti amplitudžių balanso sąlyga (2.696) – vyksta nenutrūkstamas generavimas, nes $U_{\text{o iš}} > 0$. Čia pasakysime, jog išorinio sužadinimo generatoriai gali būti paveikiami ir generavimą stabdančiu signalu $u_{\text{in s}}(t)$, pavyzdžiui, 2.226 pav., a, parodyta generatoriaus schema yra paleidžiama neigiamo poliškumo impulsu $u_{\text{in s}}(t) < 0$, o stabdoma teigiamo poliškumo impulsu $u_{\text{in s}}(t) > 0$, o 2.226 pav., b, parodytos schemos atveju yra atvirkščiai. Ši išorinio sužadinimo generatoriaus veika gali būti panaudojama formuojant radijo impulsus (2.44 pav., 2.60 pav.), kurių užpildos svyravimų $u_{\text{iš}}(t)$ amplitudė $U_{\text{o iš}}$ yra pastovi, ir šios veikos laikinės diagramos yra parodytos 2.227 pav.



2.227 pav. Išorinio sužadinimo generatorių (2.226 pav.) veika (c) juos žadinant besikeičiančio poliškumo impulsais $u_{\text{in E, B}}(t)$ (b), gaunamais įėjime $U_{\text{in s}}$ veikiančių impulsinių signalų $u_{\text{in s}}(t)$ (a) diferencijavimu (b), čia: c – ištisine kreive parodyti radijoimpulsai $u_{\text{iš}}(t)$ yra gaunami schemoje 2.226 pav., b, o parodyti brūkšnine kreive – schemoje 2.226 pav., a

Iš 2.227 pav. matome, kad generuojamų virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ pradinės fazės $\varphi_{\text{iš o}}$ radijo impulse yra vienodos ir sutampa su poveikio signalo $u_{\text{in s}}(t) = u_{\text{in (E, B)}}$ atitinkamo fronto faze. Betarpiškai tranzistoriaus T emiterį E (2.226 pav., a) ar bazę B (2.226 pav., b) veikiantis atitinkamas poveikio signalas $u_{\text{in E, B}}$ (2.227 pav., b) gali būti gaunamas diferencijuojant įėjime U_{in} paduodamą impulsinį videosignalą $u_{\text{in s}}(t)$ (2.227 pav., a). Čia diferencijuojamoji *RC*– grandinė yra sudaryta iš skiriamojo kondensatoriaus C_2 ir atitinkamos stiprinimo pakopos įėjimo varžos $R_{\text{in b}}$ (2.226 pav., a), bei $R_{\text{in e}}$ (2.226 pav., b).

Akivaizdu, kad 2.226 pav. parodytose generatorių schemose gali būti panaudoti ir lauko tranzistoriai. Tačiau šiuo atveju schemų veika bus kitokia ir priklausys nuo panaudoto lauko tranzistoriaus konstrukcijos. Pavyzdžiui, panaudojus lauko tranzistorių su uždarytuoju kanalu ir įjungus maitinimo šaltinį $\mathcal{E}_{(\text{DG, DS})}$, schemos išvis neveiks, nes tranzistoriai T yra normaliai „uždaryti“ – jų veikos taškas $\{I_{\text{D o}}, U_{(\text{DG, DS) o}}\}$ apkrovos tiesėje $\boldsymbol{Z}_{\text{L1C1}}$ yra atkirtos taške „a“. Kai į generatorių sužadinimo įėjimą $U_{\text{in s}}$ yra paduodamas paleidimo signalas $u_{\text{in s}}(t)$, tai, priklausomai nuo šio signalo poliškumo ir trukmės Δt_{s}, būna įvairų veikos atvejų. Akivaizdu, kad uždarytojo kanalo lauko tranzistorių T paveikus uždarančio poliškumo paleidimo signalą $u_{\text{in s}}(t)$, schemos taip pat neveiks – $\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = 0$. Kai paleidimo signalo $u_{\text{in s}}(t)$ poliškumas atitinka lauko tranzistoriaus T „atidarymo“ veiką, priklausomai nuo paleidimo impulsinio signalo $u_{\text{in s}}(t)$ trukmės Δt_{s}, schema generuos arba negeneruos. Kai $\Delta t_{\text{s}} < T_{\text{iš}}$ – generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ periodas, tai šiuo atveju generavimo nebus, nes jis paprasčiausiai neišsivystys, o kai $\Delta t_{\text{s}} > T_{\text{iš}}$, generavimas gali išsivystyti, ir jis truks tol, kol veiks paleidžiamasis impulsinis signalas $u_{\text{in s}}(t)$ su amplitude $|U_{\text{o in s}}| > 0$ (2.227 pav., a). Taigi matome, kad 2.226 pav. parodytos generatorių schemos su uždarytojo kanalo lauko tranzistoriumi T gali generuoti radijoimpulsus $u_{\text{iš}}(t)$ (2.227 pav., c), kurių užpildymo virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ periodas $T_{\text{iš}} = 2\cdot\pi\cdot(L_1\cdot C_1)^{1/2}$ ir trukmė Δt_{s}. Kitu atveju 2.226 pav. parodytose generatorių schemose panaudojus lauko tranzistorių su atidarytuoju kanalu, schemos veiks „minkštuoju“ susižadinimo būdu ir jų išėjime $U_{\text{iš}}$ bus generuojami beveik harmoniniai virpesiai $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$.

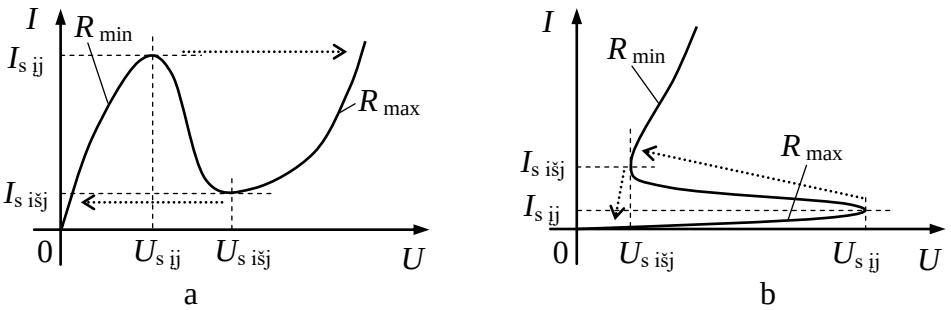
2.2.5. Elektrinių signalų generatoriai su neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesiniu elementu

Neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas – radiotechninis elementas, kurio voltamperinėje charakteristikoje (VACh) yra sritis, turinti neigiamosios diferencialinės varžos $-r \Rightarrow r_{(-)}$ savybę, kuri nusakoma taip:

$$r_{(-)} = \partial U/\partial I < 0, \tag{2.720}$$

čia neigiama vertė < 0 reiškia, kad, didėjant pastoviajai įtampai $U_{=}$ elemento išvaduose, juose tekanti pastovioji srovė $I_{=}$ mažėja, ir atvirkščiai. Statinę VACh, kurioje yra neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ sritis, turi įvairūs puslaidininkiniai diodai – tunelinis diodas (pirmoji d.– (1.45 pav.)), dinistorius, tiristorius, Gano diodas, ir t. t. Dinamines VACh, turinčias neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybę, kurios pasireiškia esant tam tikroms veikos sąlygoms, turi griūtiniai lėkio diodai – IMPATT ir TRAPATT diodai, kurių šioje mokomojoje priemonėje nenagrinėsime. Statinę VACh, kuriai būdinga neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybė, turi ir kai kurie specialios konstrukcijos arba veikiantys tam tikromis veikos sąlygomis tranzistoriai – griūtinis (lavininis) tranzistorius, viensandūris tranzistorius, ir t. t., kurių šioje mokomojoje priemonėje taip pat nenagrinėsime. Visais atvejais neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas turi N arba S didžiųjų raidžių pavidalo VACh, kurios yra parodytos 2.228 pav.

Iš 2.228 pav. matome: pradinėje VACh srityje, didėjant įtampai $U \geq 0$, srovė I taip pat didėja: $I \geq 0$, todėl statinė varža $R = U/I \geq 0$ ir diferencialinė varža $r = \Delta U/\Delta I > 0$ – yra teigiama. Čia pasakysime, kad pradinėje VACh srityje $R \cong r$ ir jų vertė N– pavidalo ir S– pavidalo atveju skiriasi iš esmės, o būtent, N– pavidalo atveju (2.228 pav., a) šių varžų vertės



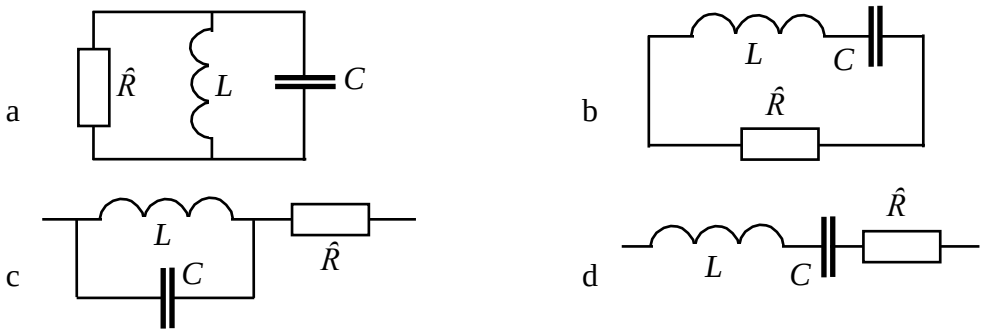
2.228 pav. Neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesinio elemento statinė VACh, atitinkanti N pavidalą (a) arba S pavidalą (b)

yra daug mažesnė už atitinkamas varžas S pavidalo atveju (2.228 pav., b). Kai didėjanti įtampa $U \geq 0$ ir ją atitinkanti didėjanti srovė $I \geq 0$ pasiekia slenkstines persijungimo (įjungimo) atitinkamas vertes $U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ įj}$, neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas persijungia į kitą statinės VACh sritį, kurioje, didėjant įtampai $U \geq U_{s\ iš}$, srovė I taip pat didėja, ir todėl $R \geq 0$, bei $r > 0$ – yra teigiamų verčių. Čia pasakysime, kad šioje VACh srityje $R > r$ ir jų vertė N pavidalo atveju skiriasi iš esmės, nes $R >> r$, o S pavidalo atveju yra artimos, nes $R \geq r$. Taigi, neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas su N pavidalo VACh (2.228 pav., a) persijungia iš mažos varžos R_{min} srities į santykinai didelės varžos R_{max} sritį, ir atvirkščiai neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas su S pavidalo VACh (2.228 pav., b) persijungia iš didelės varžos R_{max} srities į santykinai mažos varžos R_{min} sritį. Akivaizdu, kad, norint grįžti į pradinę VACh sritį, yra būtina atitinkamai mažinti įtampą U bei srovę I. Kai įtampos U vertė bei srovės I vertė pasiekia atitinkamas slenkstines persijungimo (išjungimo) vertes $U_{s\ išj}$ ir $I_{s\ išj}$, neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinis elementas persijungia į statinės VACh pradinę sritį. Iš 2.228 pav. matome, kad N pavidalo VACh atveju: $U_{s\ išj} > U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ išj} < I_{s\ įj}$, o S pavidalo VACh atveju atvirkščiai: $U_{s\ išj} < U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ išj} > I_{s\ įj}$. Tačiau visais atvejais tarp čia išvardytų U ir I atitinkamų ribinių verčių $U_{s\ (įj,\ išj)}$ ir $I_{s\ (įj,\ išj)}$ yra VACh sritis, kurioje diferencialinė varža $r_{(-)} < 0$ – neigiama, o šioje srityje statinė varža $R = U/I > 0$ – teigiama, čia U ir I atitinkamos kitimo ribinės vertės $U_{s\ (įj,\ išj)}$ ir $I_{s\ (įj,\ išj)}$ yra parašomos skirtingai, būtent, N pavidalo VACh atveju turime $U_{s\ išj} \geq U \geq U_{s\ įj}$ ir $I_{s\ įj} \geq I \geq I_{s\ išj}$, o S pavidalo VACh atveju turime $U_{s\ įj} \geq U \geq U_{s\ išj}$ ir $I_{s\ išj} \geq I \geq I_{s\ įj}$.

Iš 2.228 pav. taip pat matome: netiesinio elemento su N pavidalo VACh atveju neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ srityje $R > r$, o S pavidalo VACh atveju neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ srityje $R \approx r$. Akivaizdu, kad šios neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ savybės iš esmės lemia netiesinio N ir S elemento VACh taikymo ypatybes generatoriuose.

Harmoninių virpesių generatorius su neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ ***netiesiniu elementu*** $\hat{R}$ generuoja harmoninius virpesius $\boldsymbol{U}_{iš}$ ir $\boldsymbol{I}_{iš}$, kai schemoje yra naudojamas rezonansinių savybių elektroninis elementas, dažniausiai *LC*– kontūras, pavyzdžiui, lygiagretusis arba nuoseklusis. Šių elementų tarpusavio jungimo variantai taip pat yra galimi du – lygiagretusis arba nuoseklusis, tai yra parodyta 2.229 pav.

Akivaizdu, kad idealiame *LC*– kontūre, kuriame nuostolių varža $R_o = 0$, atsiradę elektriniai virpesiai $\boldsymbol{U}_{iš}$ ir $\boldsymbol{I}_{iš}$ bus negęstantys. Kai $R_o > 0$, elektriniai virpesiai $u_{\ iš}(t)$ ir $i_{\ iš}(t)$ realiame *LC*– kontūre bus gęstantys. Taigi, norint palaikyti negęstančius harmoninius virpesius $\boldsymbol{U}_{iš}$ ir $\boldsymbol{I}_{iš}$ realiame *LC*– kontūre, yra būtina virpesius $\boldsymbol{U}_{iš}$ ir $\boldsymbol{I}_{iš}$ palaikanti papildoma energija, kurios vertė lygi arba didesnė nuostoliams varžoje R_o. Šią funkciją nagrinėjamoje sistemoje atlieka neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesinis elementas $\hat{R}$, kuriame išsiskirianti kintamojo signalo energijos galia $P_{\approx} = I_{\sim} \cdot U_{\sim} = I^2_{\sim} \cdot r_{(-)} = U^2_{\sim} / r_{(-)} < 0$ – neigiama. Todėl ši energija yra atiduodama į elektrinę grandinę, konkrečiai virpamajam *LC*– kontūrui.



2.229 pav. Galimi neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ netiesinio elemento $\hat{R}$ jungimo būdai su rezonansiniu *LC*– kontūru: a – lygiagretusis jungimas su lygiagrečiuoju *LC*– kontūru; b – lygiagretusis jungimas su nuosekliuoju *LC*– kontūru; c – nuoseklusis jungimas su lygiagrečiuoju *LC*– kontūru; d – nuoseklusis jungimas su nuosekliuoju *LC*– kontūru

Akivaizdu, kad kintamojo signalo $U_{\sim}$ ir $I_{\sim}$ galia $P_{\approx}$ yra gaunama iš pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ arba srovės J maitinimo šaltinio. Įtampos $\mathcal{E}$ šaltinio vidinės varžos R_{i} ir grandinės nuostolių varžos R_{o} sąsaja su $r_{(-)}$ modulio $|r_{(-)}|$ verte kyla iš negęstančių virpesių $U_{\sim}$ ir $I_{\sim}$ palaikymo sąlygos:

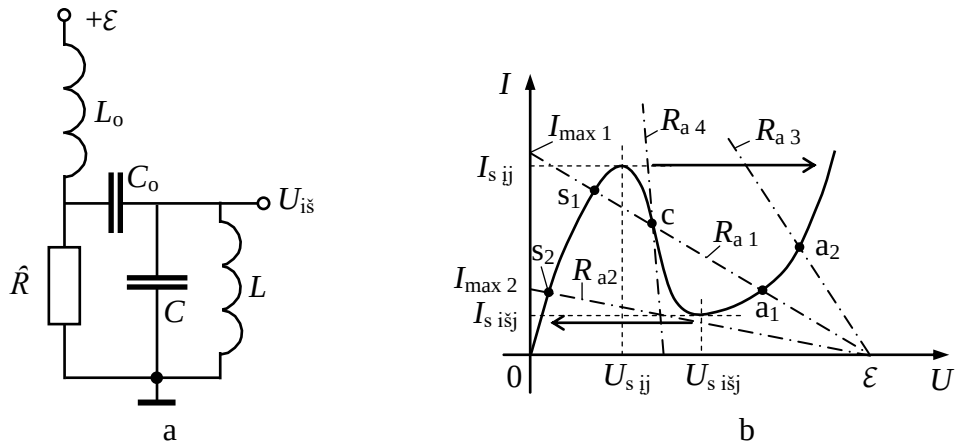
$$P_{\approx} \geq P_{\text{o}} = I^2{}_{\sim} \cdot (R_{\text{i}} + R_{\text{o}}) = U^2{}_{\sim} / (R_{\text{i}} + R_{\text{o}}), \qquad (2.721)$$

ir iš čia gauname varžų $(R_{\text{i}} + R_{\text{o}})$ ir $r_{(-)}$ modulio $|r_{(-)}|$ verčių tarpusavio santykio būtiną generacijos sąlygą:

$|r_{(-)}| \leq R_{\text{i}} + R_{\text{o}}$ – lygiagrečiojo jungimo atveju (2.229 pav., a, b), (2.721a)

$|r_{(-)}| \geq R_{\text{i}} + R_{\text{o}}$ – nuosekliojo jungimo atveju (2.229 pav., c, d). (2.721b)

Varžų $|r_{(-)}|$ ir $(R_{\text{i}} + R_{\text{o}})$ tarpusavio verčių sąlyga (2.721a, b) yra būtina, bet nepakankama generacijai gauti, nes dar yra būtina tinkamai nustatyti netiesinio elemento $\hat{R}$ veikos taško $\{I_{\text{o}}, U_{\text{o}}\}$ padėtį apkrovos R_{a} tiesėje. Tai matyti iš 2.230 pav. parodytos vienos iš galimų harmoninių virpesių $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ ir $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$ generatoriaus elektroninės schemos su lygiagrečiuoju rezonansiniu *LC*– kontūru bei netiesiniu elementu $\hat{R}$, ir jos veiką nusakančios N pavidalo VACh su apkrovos R_{a} tiese.



2.230 pav. Harmoninių virpesių generatoriaus su netiesiniu elementu $\hat{R}$, bei papildomai įjungtu rezonansiniu *LC*– kontūru principinė elektroninė schema (a), ir jos veiką nusakančios N pavidalo VACh su apkrovos R_{a} tiese (b)

2.230 pav., a, parodytas generatorius gali būti padarytas ir kitaip, pavyzdžiui, kitame generatoriaus variante lygiagretusis rezonansinis *LC*– kontūras gali būti induktyviai sujungtas

su induktyvumo ritele L_o, ir šiuo atveju kondensatoriaus C_o nereikia, o dar kitame variante išėjime $U_{iš}$ signalas $u_{iš}(t)$ yra formuojamas per nuoseklųjį rezonansinį LC– kontūrą, įjungtą vietoj skiriamojo kondensatoriaus C_o.

Iš 2.230 pav., b, matome, kad, priklausomai nuo apkrovos R_a varžos ir maitinimo įtampos $\mathcal{E}$ verčių, yra galimi įvairūs netiesinio elemento $\hat{R}$, kartu ir generatoriaus veikos atvejai. Juos panagrinėsim detaliau.

Pirmuoju atveju, kai $R_a = R_{a\,1}$ ir $\mathcal{E} > U_{s\,išj}$, apkrovos $R_{a\,1}$ tiesė (brūkšninė-taškinė linija 2.230 pav., b) kerta netiesinio elemento $\hat{R}$ VACh trijuose veikos taškuose: „s_1“, „a_1“ ir „c“. Veikos taškuose „s_1“ ir „a_1“ netiesinio elemento $\hat{R}$ būsena, nesant išorinio trikdžio, yra stabili, nes veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys, kuris pasireiškia taip. Tegu netiesinis elementas $\hat{R}$ yra veikos taške „a_1“, ir, dėl įtampos fliuktuacijų $\pm\Delta U$, įtampa U_{a1} padidėja: $U^*_{a1} = U_{a1} + \Delta U$. Todėl netiesinio elemento $\hat{R}$ varža R sumažėja: $R - \Delta R$, o tai, savo ruožtu, sukelia įtampos U^*_{a1} sumažėjimą: $U_{a1} = U^*_{a1} - \Delta U$. Todėl yra grįžtama į pradinę įtampos vertę U_{a1} veikos taške „a_1“. Ir atvirkščiai, kai dėl įtampos fliuktuacijų $\pm\Delta U$ įtampa U_{a1} sumažėja: $U^*_{a1} = U_{a1} - \Delta U$, netiesinio elemento $\hat{R}$ varža R padidėja: $R + \Delta R$, o tai, savo ruožtu, iššaukia įtampos U^*_{a1} padidėjimą: $U_{a1} = U^*_{a1} + \Delta U$. Todėl vėl yra grįžtama į pradinę įtampos vertę U_{a1} veikos taške „a_1“. Ta pati situacija yra ir veikos taške „s_1“, ir apskritai visuose pradinės VACh srities taškuose: „s_1“, „s_2“, ... , bei santykinai didesnių varžų srities taškuose: „a_1“, „a_2“, ... , kuriuose $R > 0$ ir $r > 0$ – yra teigiami. Akivaizdu, kad sukėlus pakankamą išorinį trikdį, pavyzdžiui, netiesiniam elementui $\hat{R}$ esant veikos taške „s_1“, ir išoriniu poveikiu $\Delta U > 0$ padidinus įtampą U_{s1} iki $U_{s\,įj}$, ar šiek tiek daugiau, netiesinis elementas $\hat{R}$ persijungs į stabilią būseną veikos taške „a_1“. Jeigu veikos taške „a_1“ išoriniu poveikiu $\Delta U < 0$ yra sumažinama įtampą U_{a1} iki $U_{s\,išj}$, ar šiek tiek mažiau, netiesinis elementas $\hat{R}$ persijungs į stabilią būseną veikos taške „s_1“. Čia pasakysime, kad ši netiesinio elemento $\hat{R}$ veika yra taikoma formuojant vienetinius įtampos šuolius $u(t) \approx \pm U_o \cdot 1(t)$ (2.54 pav.), atitinkančius Hevisaido funkciją $\pm 1(t)$.

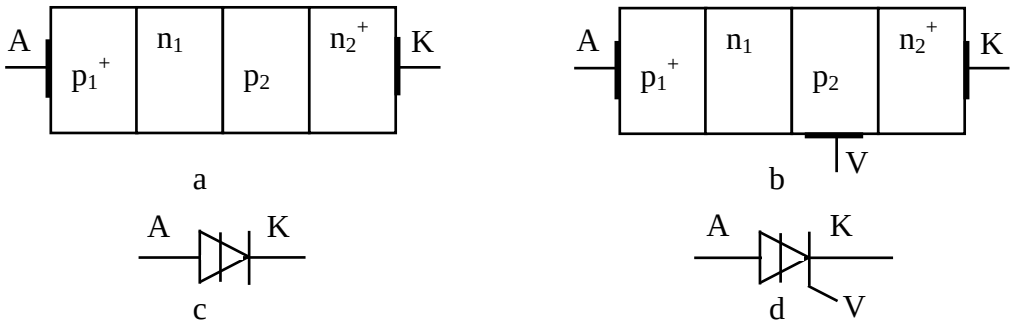
Antruoju atveju, kai $R_a > R_{a\,1}$ ir $R_a = R_{a\,2}$ arba $R_a < R_{a\,1}$, $R_a = R_{a\,3}$ ir $\mathcal{E} > U_{s\,išj}$, apkrovų $R_{a\,2}$ arba $R_{a\,3}$ tiesės (brūkšninės-taškinės linijos 2.230 pav., b) kerta netiesinio elemento $\hat{R}$ statinę VACh tik viename veikos taške „s_2“ – apkrovos $R_{a\,2}$ tiesės atveju, arba taške „a_2“ – apkrovos $R_{a\,3}$ tiesės atveju. Šiuose veikos taškuose „s_2“ ir „a_2“ netiesinio elemento $\hat{R}$ būsena, nesant išorinio trikdžio, taip pat yra stabili, nes veikia jau aprašytas neigiamasis grįžtamasis ryšys. Akivaizdu, kad sukėlus pakankamą išorinį trikdį, pavyzdžiui, netiesiniam elementui $\hat{R}$ esant veikos taške „s_2“, ir išoriniu poveikiu $\Delta U > 0$ padidinus įtampą $U_{s\,2}$ iki $U_{s\,įj}$, ar šiek tiek daugiau, netiesinis elementas $\hat{R}$ persijungs ir vienkartinio relaksacinio proceso pabaigoje vėl grįš į stabilią būseną tame pačiame veikos taške „s_2“. Analogiškai, netiesiniam elementui $\hat{R}$ esant veikos taške „a_2“, ir išoriniu poveikiu $\Delta U < 0$ sumažinus įtampą $U_{a\,2}$ iki $U_{s\,išj}$, ar šiek tiek mažiau, netiesinis elementas $\hat{R}$ persijungs ir vienkartinio relaksacinio proceso pabaigoje vėl grįš į stabilią būseną tame pačiame veikos taške „a_2“. Taigi matome, jog relaksacinių procesų metu yra generuojami vienkartiniai videoimpulsai. Ši veika yra taikoma formuojant vienkartinius įtampos (arba (ir) srovės) videoimpulsus $\pm\Delta u(t)$ (2.44 pav., a).

Trečiuoju atveju, kai $R_a < R_{a\,3}$, $R_a = R_{a\,4}$ ir $U_{s\,įj} < \mathcal{E} < U_{s\,išj}$, apkrovos $R_{a\,3}$ tiesė (brūkšninė-taškinė linija 2.230 pav., b) kerta netiesinio elemento $\hat{R}$ statinę VACh tik viename veikos taške „c“, kuris yra neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ srityje. Šiuo atveju netiesinio elemento $\hat{R}$ būsena yra *absoliučiai nestabili*, nes veikia teigiamasis grįžtamasis ryšys, kuris pasireiškia taip. Tegu netiesinis elementas $\hat{R}$ yra veikos taške „c“ ir, dėl įtampos U_c fliuktuacijų $\pm\Delta U$, įtampa U_c padidėja: $U^*_c = U_c + \Delta U$. Todėl netiesinio elemento $\hat{R}$ varža R padidėja: $R + \Delta R$, ir tai, savo ruožtu, sukelia dar didesnį įtampos U^*_c padidėjimą: $U^{**}_c = U_c + 2\cdot\Delta U$, o tai, savo ruožtu, sukelia dar didesnį varžos R padidėjimą: $R + 2\cdot\Delta R$, ir t. t. – veikia teigiamasis grįžtamasis ryšys ir vyksta virpesių generavimas, nes įtampa U_c didėdama pasiekia vertę $U_{s\,išj}$, ir todėl netiesinio elemento $\hat{R}$ veikos taškas $\{I_o, U_o\}$ „peršoka“ į pradinę VACh sritį, kur nėra jam skirtos stabilios būsenos. Todėl įtampa U_c toliau didėja iki vertės $U_{s\,įj}$, ir netiesinio elemento $\hat{R}$ veikos taškas $\{I_o, U_o\}$ „peršoka“ į padidintos varžos VACh sritį,

kurioje taip pat nėra jam skirtos stabilios būsenos. Todėl įtampa U_c toliau mažėja iki vertės $U_{s\,išj}$, ir netiesinio elemento $\hat{R}$ veikos taškas $\{I_o, U_o\}$ „peršoka“ į pradinę VACh sritį, ir t. t. – procesas kartojasi ir vyksta nenutrūkstamas virpesių $u_{iš}(t)$ generavimas. Taigi parodėme, kad generavimo metu netiesinio elemento $\hat{R}$ veikos taškas $\{I_o, U_o\}$ niekada nepatenka į veikos tašką „c“ ir „sukasi ratu“ pagal laikrodžio rodyklę – turime nenutrūkstamą generavimą $u_{iš}(t)$. Kai yra įjungta tik induktyvumo ritelė L_o (2.230 pav., a, nėra L ir C), generatoriaus išėjime $U_{iš}$ turime plataus dažnių spektro videoimpulsų pavidalo (2.44 pav., a) relaksacinius virpesius $u_{iš}(t)$ (pirmoji d.– 1.47 pav.). Kai į generatoriaus elektroninės schemos grandinę yra papildomai įjungtas rezonansinis LC– kontūras (2.230 pav., a), tokio generatoriaus išėjime $U_{iš}$ gauname harmoninius virpesius $\boldsymbol{U}_{iš}$, kurių dažnis $\omega_{iš} = (L \cdot C)^{-1/2}$. Čia pasakysime, kad tipinis puslaidininkinis įtaisas, turintis N pavidalo statinę VACh, yra tunelinis diodas. Taip pat pasakysime, kad generatoriuje su papildomu LC– kontūru generuojamų virpesių $\boldsymbol{U}_{iš}$ dažnis $\omega_{iš}$ nepriklauso nuo veikos taško „c“ padėties neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ srityje. Relaksatoriaus atveju (2.230 pav., a, nėra L ir C) generuojamų videoimpulsų $u_{iš}(t)$ pasikartojimo dažnis $f_{iš}$ priklauso nuo veikos taško „c“ padėties neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ srityje, ir, pavyzdžiui, mažinant įtampą $\mathcal{E}$, tai lemia apkrovos $R_{a\,4}$ tiesės artėjimą prie VACh „piko“ ($U_{s\,įj}$, $I_{s\,įj}$) (2.230 pav., b), relaksacinių virpesių $u_{iš}(t)$ dažnis $f_{iš}$ mažėja, nes netiesinio elemento $\hat{R}$ varža R mažėja, todėl didėja laiko konstanta $\tau_{RL} = L_o/R$, ir tai lemia relaksacinių virpesių $u_{iš}(t)$ periodo $T_{iš}$ didėjimą.

Harmoninių virpesių generatoriai su neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)} < 0$ netiesiniu elementu $\hat{R}$, turinčiu S pavidalo statinę arba dinaminę VACh (2.228 pav., b), dažniausiai yra taikomi labai aukštų dažnių diapazone – dešimtis ir daugiau GHz, pavyzdžiui, Gano, IMPATT diodai ir t. t. Klasikinis puslaidininkinis įtaisas, turintis statinę S pavidalo VACh, yra *dinistorius* ir *tiristorius*, kurių veiką, bei taikymo ypatybes, panagrinėsime kitoje pastraipoje.

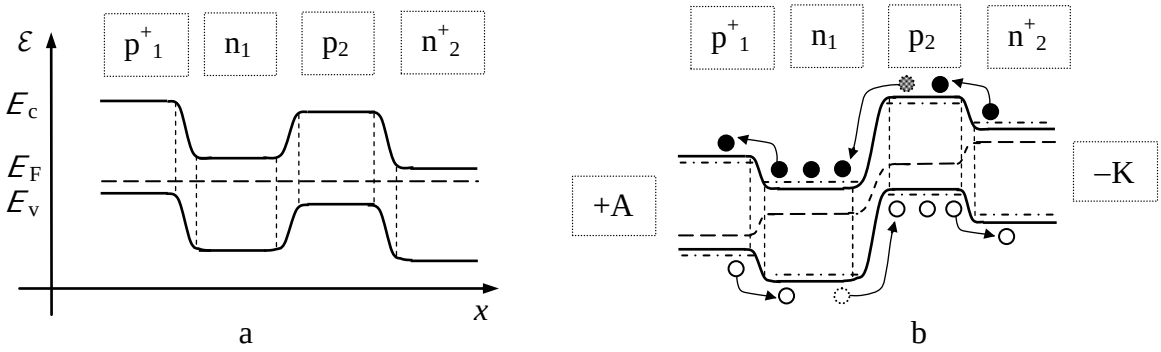
Dinistoriaus ir tiristoriaus puslaidininkinių darinių konstrukcijos ir jų žymėjimo elektroninėse grandinėse grafiniai simboliai yra parodyti 2.231 pav.



2.231 pav. Dinistoriaus (a) ir tiristoriaus (b) puslaidininkinių darinių konstrukcijos ir jų žymėjimo elektroninėse grandinėse grafiniai simboliai atitinkamai (c) ir (d)

Iš 2.231 pav. matome: nagrinėjami įtaisai turi nuosekliai išdėstytas tris p–n sandūras su dviem ominiais kontaktais – anodo (A) ir katodo (K), kurie yra suformuoti atitinkamai prie stipriau legiruotų kraštinių p^+_1– ir n^+_2– sričių, dinistoriaus atveju (2.231 pav., a), o tiristoriaus atveju (2.229 pav., b) dar yra suformuotas papildomas valdymo kontaktas (V) prie p_2– srities.

Dinistoriaus ir tiristoriaus VACh tiesiogine kryptimi (2.228 pav., b) iš esmės skiriasi nuo lyginančiojo diodo VACh tiesiogine kryptimi (pirmoji d.– 1.18 pav.), o atgaline kryptimi jos yra panašios į lyginančiojo diodo VACh atgalinę kryptį (pirmoji d.– 1.18 pav.). Ši asimetrija yra nulemta to, kad, esant tiesioginės krypties įtampai $U_{AK} > 0$, atgaline kryptimi yra įjungta tik viena p_2–n_1 sandūra, o esant atgalinės krypties įtampai $U_{AK} < 0$, atgaline kryptimi yra įjungtos dvi p–n sandūros: p_1^+–n_1 ir p_2–n_2^+ sandūros (2.231 pav.). Dinistoriaus ir kartu tiristoriaus energinės diagramos, esant $U_{AK} = 0$ ir $U_{AK} > 0$, kai $U_V = 0$, yra parodytos 2.232 pav.



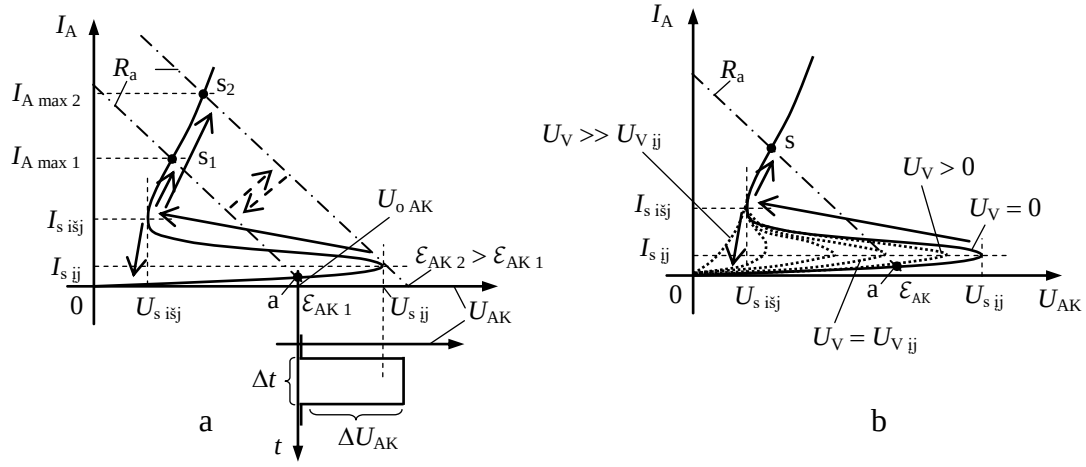
2.232 pav. Dinistoriaus ir tiristoriaus, kai $U_V = 0$, energinės diagramos, esant $U_{AK} = 0$ (a) ir $U_{AK} > 0$ (b)

Iš 2.232 pav. matome: kai $U_{AK} = 0$, visos puslaidininkinio darinio p–n sandūros yra normaliai „uždarytos“ ir Fermi energinis lygmuo E_F yra vienodas visose puslaidininkinio p_1^+–n_1–p_2–n_2^+ darinio srityse (2.230 pav., a). Kai yra pridedama įtampa $U_{AK} > 0$, dėl išorinio elektrinio lauko $\boldsymbol{E}_{išo}$ poveikio, p_1^+–n_1 ir p_2–n_2^+ sandūros yra „pradaromos“ tiesiogine kryptimi, o n_1–p_2 sandūra yra dar labiau „uždaroma“ atgaline kryptimi (2.232 pav., b). Akivaizdu, kad pridėtos įtampos $U_{AK} > 0$ didžioji dalis yra n_1–p_2 sandūroje, nes jos varža $R_{n1\text{-}p2}$ yra didžiausia. Per šią „uždarytą“ n_1–p_2 sandūrą teka atgalinė soties (šiluminė) srovė $I_{s\ (n1\text{-}p2)}$, kurios vertė priklauso šalutinių krūvininkų – elektronų (⊛) p_2– srityje ir skylių (○) n_1– srityje atitinkamų tankių n_{p2} ir p_{n1}. Šie šalutiniai krūvininkai – elektronai n_{p2} ir skylės p_{n1} dreifo būdu patenka į atitinkamas n_1– ir p_2– sritis, kuriose jie tampa pagrindiniais krūvininkais n_1 ir n_2, ir savo krūviais padidina tų sričių potencialą: n_1– sritis įsikrauna neigiamai, o p_2– sritis įsikrauna teigiamai. Dėl šio reiškinio visos puslaidininkinio darinio p–n sandūros yra „pradaromos“ tiesiogine kryptimi ir todėl mažėja jų barjeriniai potencialai ΔE (2.232 pav., b tai yra parodyta atitinkamų energinių lygmenų brūkšninėmis-taškinėmis linijomis). Todėl per dar labiau „pradarytas“ p_1^+–n_1 ir p_2–n_2^+ sandūras teka atitinkamos padidėjusios difuzinės srovės $I_{dif\ (p1\text{-}n1)}$ ir $I_{dif\ (p2\text{-}n2)}$. Akivaizdu, kad galioja šios lygybės: $I_{dif\ (p1\text{-}n1)} = I_{dif\ (p2\text{-}n2)} = I_{s\ (p2\text{-}n1)} = I_A$ –dinistoriaus ir tiristoriaus anodinė srovė tiesiogine kryptimi, kai $U_V = 0$. Kai įtampa $U_{AK} > 0$ ir toliau didėja, anodinė srovė I_A taip pat proporcingai didėja iki $I_{s\ įj}$ vertės (2.228 pav., b), kurios dydis iš esmės yra nulemtas atgalinės soties srovės $I_{s\ (p2\text{-}n1)}$ vertės, ir yra μA eilės. Kai teigiama įtampa $U_{AK} \geq U_{s\ įj}$ – slenkstinė įjungimo įtampa, kurios vertė yra dešimtys ir daugiau voltų (atskirais atvejais siekia tūstančius V), prasideda atgaline kryptimi įjungtos n_1–p_2 sandūros griūtinis (lavininis) pramušimas (pirmoji d.– 1.39 pav.), kurio metu labai sparčiai padidėja pagrindinių krūvininkų n_{n1} ir p_{p2} tankiai atitinkamose n_1– ir p_2– srityse. Todėl n_1– sritis yra stipriai įkraunama neigiamai, o p_2– sritis – teigiamai. Dėl šio reiškinio yra „atidaroma“ n_1–p_2 sandūra ir todėl per ją pradeda tekėti tiesioginė difuzinė srovė $I_{dif\ (n1\text{-}p2)} > 0$. Taigi, esant $U_{AK} \geq U_{s\ įj}$, visos puslaidininkinio p_1^+–n_1–p_2–n_2^+ darinio p–n sandūros yra „atidarytos“ tiesiogine krytimi, ir todėl per šį darinį teka santykinai didelė tiesioginė anodo srovė $I_A \cong I_{dif\ (n1\text{-}p2)} > I_{s\ (n1\text{-}p2)}$ – slenkstinė įjungimo srovė, kurios pradinė vertė $I_{A\ o} \approx I_{s\ išj}$ – slenkstinė persijungimo (išjungimo) srovė (2.228 pav., b). Esant šiai situacijai, puslaidininkinio p_1^+–n_1–p_2–n_2^+ darinio varža R_{AK} atitinka „atidarytos“ p–n sandūros varžą R_{pn}, ir todėl yra labai maža – omai ir jų dalys, dėl to anodo A įtampa $U_{AK} \approx U_{s\ išj} << U_{s\ įj}$, čia: $U_{s\ išj}$ – slenkstinė išjungimo įtampa. Čia reikia pasakyti, kad yra labai svarbu apsaugoti dinistorių ir tiristorių nuo persijungimo metu galinčios sparčiai padidėti anodo A srovės $I_A >> I_{s\ įj}$. Tai yra pasiekiama į dinistoriaus ir tiristoriaus grandinę nuosekliai įjungiant srovę ribojantį rezistorių, pavyzdžiui, apkrovos rezistorių $R_a \geq \mathcal{E}_{AK} / I_{A\ max}$ – didžiausia leistina anodo A srovė. Kitu atveju apsauga yra garantuojama dinistorių ir tiristorių maitinant iš srovės šaltinio $J < I_{A\ max}$. Taigi, esant „įjungtos“ būsenos dinistoriaus ir tiristoriaus VACh mažų varžų srityje atitinka diodo VACh tiesiogine kryptimi, o esant

„išjungtos“ būsenos dinistoriaus ir tiristoriaus VACh didelių varžų srityje atitinka diodo VACh atgaline kryptimi. Dinistorius ir tiristorius „įjungtos“ būsenos yra tol, kol jo anodo A srovė $I_A > I_{s\ išj}$. Kai, mažėjant srovei I_A, jos vertė pasiekia vertę $I_{s\ išj}$ ir mažiau, dinistorius ir tiristorius „išsijungia“, nes n_1– ir p_2– srityse sukauptų atitinkamų pagrindinių krūvininkų pertekliniai tankiai n_{n1} ir p_{p2} sumažėja iki pusiausvyrinių verčių $n_{n1\ o}$ ir $p_{p2\ o}$, ir todėl n_1–p_2 sandūra „užsidaro“. Čia pasakysime, kad šis sukauptų perteklinių krūvininkų mažėjimo procesas vyksta daug lėčiau už griūtinio pramušimo procesą, nes griūtinio pramušimo metu pereinamasis procesas vyksta laiko konstantos $\tau_{įj} \approx W^2/(2 \cdot D_{p,\ n})$ verte nulemtu spartumu, kuris priklauso nuo šalutinių krūvininkų p_{n1} ir n_{p2} difuzijos koeficientų $D_{p,\ n}$ atitinkamai n_1– ir p_2– srityse, o čia sukauptų nepusiausvyrinių krūvininkų išsiurbimo procesas vyksta laiko konstantos $\tau_{išj} \approx \tau_{ef\ p,\ n}$ verte nulemtu spartumu, kuris priklauso nuo šalutinių krūvininkų p_{n1} ir n_{p2} atitinkamos efektyviosios gyvavimo trukmės $\tau_{ef\ p,\ n}$ atitinkamai n_1– ir p_2– srityse. Todėl dinistoriaus ir tiristoriaus išjungimo trukmė $t_{išj} >> t_{įj}$ – įjungimo trukmė, ir dažniausiai įjungimo trukmė $t_{įj}$ = (1–5) μs, o išjungimo trukmė $t_{išj}$ = (10–100) μs ir daugiau. Iš aprašytos dinistoriaus ir tiristoriaus fizikinės dinaminės veikos matome, kad dinistorius gali būti įjungtas – perjungtas iš „uždarytos“ į „atidarytą“ būseną tik padidinus anodinę įtampą $U_{AK} > U_{s\ įj} > 0$ (2.228 pav., b). Todėl čia yra galimi du dinistoriaus ir tiristoriaus perjungimo iš „uždarytos“ į „atidarytą“ būseną atvejai:

1 – *statinis įjungimas*, kai įtampa $U_{AK} > 0$ yra santykinai lėtai didinama iki $U_{s\ įj}$ ir daugiau, pavyzdžiui, didinant maitinimo įtampos vertę $\mathcal{E}_{AK} > U_{s\ įj}$, kai R_a = const;

2 – *dinaminis įjungimas*, kai turime santykinai spartų poveikio įtampos pokytį dU/dt, kuris yra realizuojamas paveikus tam tikros trukmės Δt įtampos impulsu $\Delta U_{AK} > 0$, kai įtampos U_{AK} pradinė pastovioji vertė $U_{AK\ o} > 0$ yra parenkama iš sąlygos $U_{AK\ o} \cong \mathcal{E}_{AK} < U_{s\ įj}$. Šis dinistoriaus bei tiristoriaus įjungimo būdas yra parodytas 2.233 pav., a.



2.233 pav. Dinistoriaus ir tiristoriaus statinis ir dinaminis „įjungimo – perjungimo“ iš „uždarytos“ į „atidarytą“ būseną būdai (a), kai $U_V = 0$, ir tik tiristoriaus įjungimo būdas (b), kai $U_V > 0$

Iš 2.233 pav., a, matome: esant maitinimo įtampai $\mathcal{E}_{AK} = \mathcal{E}_{AK\ 1} < U_{s\ įj}$, dinistoriaus veikos taškas $\{I_{A\ o}, U_{AK\ o}\}$ yra apkrovos R_a tiesės ir VACh srities, kurios varža didelė, susikirtimo taške „a“ – atkirtos taške. Šis veikos taškas „a“ yra stabilus, nes dinistoriaus $R_{AK} > 0$ ir jis yra „išjungtos“ būsenos.

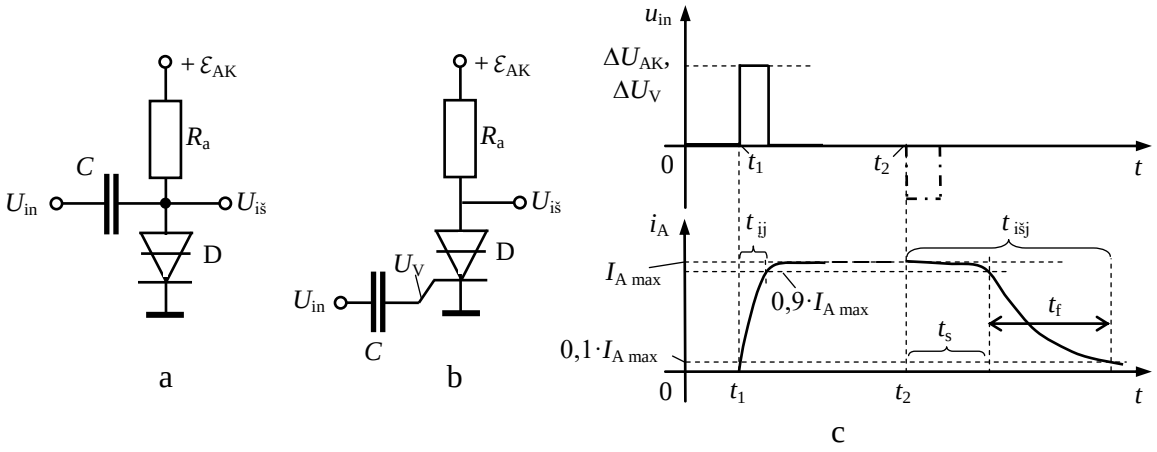
Dinistoriaus statinio įjungimo atveju lėtai didinant maitinimo įtampą $\mathcal{E}_{AK}$ iki vertės $\mathcal{E}_{AK\ 2} \geq U_{s\ įj}$, apkrovos R_a tiesė slenka į „dešinę“, ir todėl veikos taškas „a“ didelės varžos R_{max} VACh srityje pasiekia tašką, kur dinistoriaus diferencialinė varža r_{AK} = dU/d $I \Rightarrow 0$. Šiuo laiko t momentu įvyksta „uždarytos“ n_1–p_2 sandūros griūtinis pramušimas ir dinistorius sparčiai persijungia iš didelės varžos $R_{max} \geq 100$ kΩ – „uždarytos“ būsenos, į mažos varžos $R_{min} \leq 10$ Ω – „atidarytos“– laidžios būsenos veikos tašką „s“ – soties taškas (2.233 pav., a).

Kitu atveju – dinaminio įjungimo metu pradiniu laiko $t = 0$ momentu dinistorius yra „išjungtos“ būsenos – veikos taške „a“. Tam tikru laiko momentu $t_1 > 0$ dinistoriaus anodą A paveikia įjungimo impulsiniu videosignalu $u_{\text{in}}(t)$ – trumpu įtampos impulsu $\Delta U_{\text{AK}} > 0$, kurio amplitudė $U_{\text{o AK}}$ parinka taip, kad tenkintų įjungimo sąlygą:

$$U_{\text{o AK}} + \Delta U_{\text{AK}} \geq U_{\text{s ij}}, \tag{2.722}$$

ir, esant šiai sąlygai, dinistorius sparčiai persijungia į mažos varžos $R_{\min}$ – laidžią būseną veikos taške „s_1“ (2.233 pav., a).

Dinistoriaus ir tiristoriaus perjungimo principinės elektroninės schemos ir tipinė dinistoriaus, ir kartu tiristoriaus, anodinės srovės I_{A} apkrovoje R_{a} laiko t perjungimo diagramos $i_{\text{A}}(t)$ yra parodytos 2.234 pav., ir čia taip pat yra parodytos perjungimo įtampos $u_{\text{in}}(t)$ laiko t diagramos.



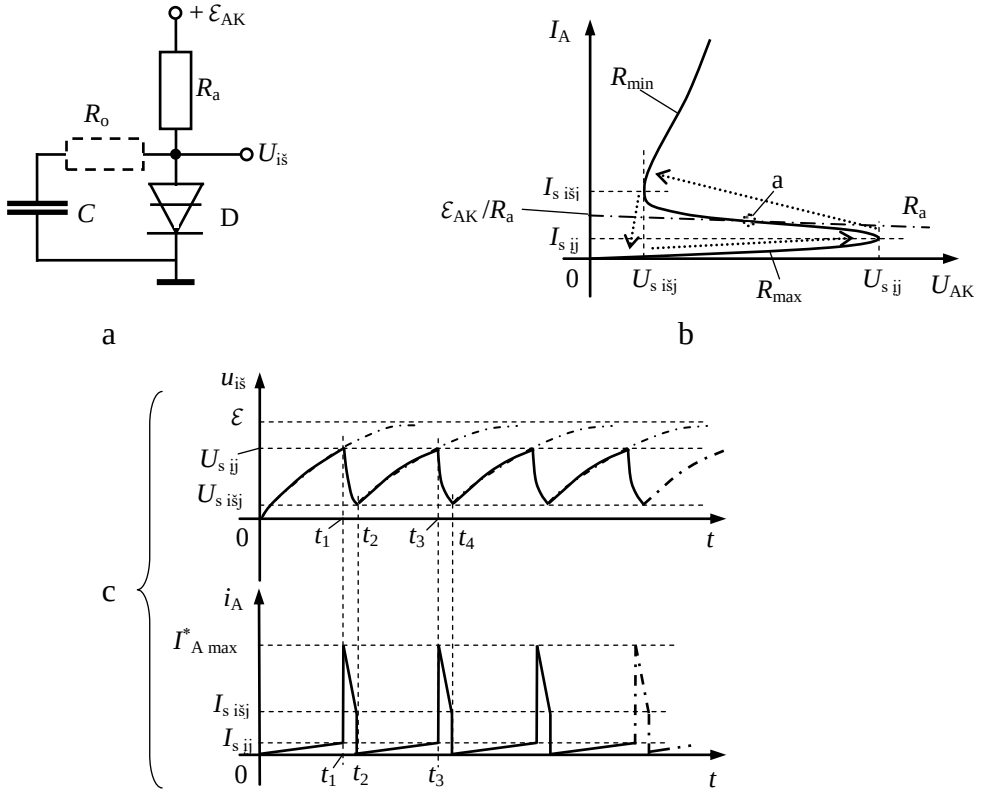
2.234 pav. Dinistoriaus (a) ir tiristoriaus (b) perjungimo principinės elektroninės schemos ir perjungimo įtampos $u_{\text{in}}(t)$ bei srovės $i_{\text{A}}(t)$ apkrovoje R_{a} laiko t diagramos (c)

Dinistoriaus perjungimui iš laidžios $R_{\min}$ – „atidarytos“ būsenos į nelaidžią $R_{\max}$ – „uždarytą“ būseną yra būtina sumažinti srovę I_{A} iki vertės $I_{\text{s išj}}$, ir mažiau. Tai galima padaryti nenutrauktoje grandinėje išjungus maitinimo įtampą $\mathcal{E}_{\text{AK}} = 0$, pavyzdžiui, laiko momentu $t_2 > t_1$ (2.234 pav., c). Nuo šio momento vyksta pereinamasis „išjungimo“ procesas, kurio metu per laiką t_{s} yra išsiurbiamas perteklinis sukauptų pagrindinių krūvininkų p_{p2} ir n_{n1} suminis krūvis atitinkamose srityse p_2– ir n_1–, ir šio proceso sparta priklauso nuo laiko konstantos $\tau_{\text{ef (n, p)}}$ vertės, o proceso pabaigoje n_1–p_2 sandūra santykinai sparčiai „užsidaro“ per išjungimo laiką t_{f}. Taigi matome, kad dinistoriaus ir tiristoriaus įjungimo laikas $t_{\text{ij}} << t_{\text{išj}} = t_{\text{s}} + t_{\text{f}}$ (2.234 pav., c).

Akivaizdu, kad tiristorius, kai $U_{\text{V}} = 0$, gali būti perjungiamas taip pat, kaip ir dinistoriaus. Kita vertus, kai $U_{\text{V}} > 0$, yra būdas, kuriuo galima perjungti tik tiristorių. Šis galimas tiristoriaus perjungimo būdas atsiranda todėl, kad prie p_2–n^+_2 sandūros tiesiogine kryptimi prijungus valdomąją įtampą $U_{\text{V}} > 0$, ši sandūra yra papildomai „pradaroma“, todėl iš n^+_2– srities į p_2– sritį yra papildomai injektuojami elektronai (●), o dėl to padidėja šalutinių krūvininkų n_{p2} tankis p_2– srityje, kartu tai lemia atitinkamą atgalinės soties srovės $I_{\text{s (n1-p2)}}$ padidėjimą, ir kartu n_1– ir p_2– sričių laidumo padidėjimą, o tai lemia n_1–p_2 sandūros nuskurdintos srities storio d_{pn} sumažėjimą, ir kartu vidinio elektrinio lauko E_{pn} padidėjimą, nes $E_{\text{pn}} \sim 1/d_{\text{pn}}$. Taigi, iš čia matome, kad, esant didesnei $I_{\text{s (p2-n1)}}$ vertei, atgaline kryptimi įjungtos n_1–p_2 sandūros griūtinis pramušimas įvyks esant mažesnėms anodinės įtampos $U_{\text{AK}} > 0$ vertėms: $U_{\text{s ij}} \sim 1/U_{\text{V}}$ (2.233 pav., b), ir iš čia, pavyzdžiui, laiko momentu t_1 paveikus tiristoriaus valdomąjį elektrodą U_{V} trumpu teigiamu impulsu $\Delta U_{\text{V}} > 0$, tiristorius persijungs iš nelaidžios „uždarytos“ būsenos į laidžią „atidarytą“ būseną (2.234 pav., c). Čia reikia pasakyti, kad skirtingai nuo dinistoriaus, tiristorius gali būti „išjungtas“, pavyzdžiui, laiko

momentu $t_2 > t_1$ paveikus tiristoriaus valdomąjį elektrodą U_V reikiamos trukmės Δt_V ir atitinkamos amplitudės U_{oV} neigiamu impulsu $\Delta U_V < 0$. Dėl šio neigiamo impulso poveikio yra „uždaroma“ p_2–n^+_2 sandūra, ir todėl anodinė srovė I_A sumažėja iki vertės $I_{s\,išj}$, ir mažiau, o tai lemia tiristoriaus „išsijungimą“.

Analogiškai netiesiniam N– pavidalo VACh elementui, netiesinis S– pavidalo VACh elementas gali nenutrūkstamai generuoti elektrinius signalus tik tuo atveju, kai jo veikos taškas $\{I_{A\,o}, U_{AK\,o}\}$ yra tik neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ srityje, kurioje apkrovos R_a tiesė ir netiesinio S– elemento VACh kertasi tik šioje varžos $r_{(-)}$ srityje. Šią būtiną situaciją realizuojančio *relaksacinių virpesių generatoriaus su dinistoriumi* principinė elektrinė schema ir jos veiką paaiškinanti VACh, bei laiko *t* pereinamųjų procesų atitinkamos diagramos yra parodytos 2.235 pav., atitinkamai a, b ir c.



2.235 pav. Relaksacinių virpesių generatoriaus su dinistoriumi principinė elektrinė schema (a), jos veiką paaiškinanti dinistoriaus VACh su joje nubrėžta apkrovos R_a tiese (b), bei laiko *t* pereinamųjų procesų diagramos (c)

Iš 2.235 pav. matome: pradiniu laiko $t = 0$ momentu įtampa $U_{AK} = 0$ – dinistoriaus veikos taškas „a“ yra koordinačių $\{I_a, U_{AK}\}$ pradiniame taške $\{0, 0\}$, ir, įjungus maitinimo šaltinį $\mathcal{E}_{AK} > 0$, prasideda kondensatoriaus *C* įkrovimas per apkrovos rezistorių R_a. Šio proceso metu dinistoriaus veikos taškas „a“ slenka didelės varžos R_{max} VACh sritimi ir išėjime $U_{iš}$ įtampa $u_{iš}(t) > 0$ didėja iki $U_{s\,ij}$ vertės. Šis pereinamasis procesas vyksta pagal eksponentės dėsnį, kurio spartą lemia laiko konstantos $\tau_{įkr} = R_a \cdot C$ vertė. Didėjant įtampai $u_{iš}(t) > 0$, kartu didėja srovė $i_A(t) > 0$ iki $I_{s\,ij}$ vertės, ir šiuo laiko t_1 momentu, kai $i_A(t_1) \geq I_{s\,ij}$, dinistorius iš „uždarytos“ būsenos persijungia į laidžią R_{min} – „atidarytą“ būseną (2.235 pav., c). Šis persijungimas įvyksta todėl, kad veikos taškas „a“ VACh srityje, kurioje diferencialinė varža $r_{(-)} < 0$ – neigiama, negali būti stacionarios būsenos, nes veikia teigiamasis grįžtamasis ryšys. Pavyzdžiui, veikos taške „a“ dėl įtampos fliuktuacijų $\pm\Delta U$ sumažėjus įtampai $(U_{AK} - \Delta U)$, dinistoriaus varža R_{AK} taip pat sumažėja dydžiu ΔR_{AK}, ir tai sukelia dar didesnį įtampos U_{AK} sumažėjimą dydžiu $(2 \cdot \Delta U)$, ir t. t. Taigi matome, kad dinistoriaus veikos taškas „a“ labai sparčiai patenka į mažos varžos R_{min} VACh sritį, ir todėl per dinistorių teka

maksimali srovė $I^*_{\text{A max}}$, kurios vertė neturi viršyti didžiausios leistinos srovės $I_{\text{A max}}$. Todėl reikia panaudoti srovę ribojantį rezistorių R_{o} (2.235 pav., a), kurio vertę nustatome taip:

$$R_{\text{o}} \geq U_{\text{s įj}}/I_{\text{A max}} - \overline{R}_{\text{įj}} \cong U_{\text{s įj}}/I_{\text{A max}} - U_{\text{s išj}}/I_{\text{s išj}}, \qquad (2.723)$$

čia: $\overline{R}_{\text{įj}} \cong U_{\text{s išj}}/I_{\text{s išj}}$ – dinistoriaus vidutinė varža, jam esant „įjungtos“ – „atidarytos“ būsenos.

Iš 2.235 pav., a, matome, kai į schemą yra įjungtas srovę ribojantis rezistorius R_{o}, kondensatoriaus C įkrovimas vyksta pagal eksponentės dėsnį, kurio spartą lemia laiko konstantos $\tau_{\text{įkr}} = (R_{\text{a}} + R_{\text{o}})\cdot C$ vertė. Laiko momentu t_1 dinistorius „persijungia“ į laidžią būseną ir kondensatorius C pradeda išsikrauti per „atidarytą“ dinistorių. Akivaizdu, kad šis pereinamasis procesas vyksta kur kas sparčiau, nes šį procesą lemianti laiko konstanta $\tau_{\text{iškr}} \cong$ $\cong R_{\text{įj}}\cdot C$, arba $\tau_{\text{iškr}} \cong (R_{\text{įj}} + R_{\text{o}})\cdot C$, ir iš čia matome, kad $\tau_{\text{iškr}} << \tau_{\text{įkr}}$. Taigi, laiko momentu $t_2 >$ $> t_1$ srovė $i_{\text{A}}(t) > 0$ sumažėja iki vertės $I_{\text{s išj}}$, ir todėl dinistorius santykinai sparčiai persijungia į „išjungtą“ – nelaidžią būseną (2.235 pav., c). Toliau pereinamieji procesai kartojasi ir relaksatoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ susidaro elektrinių signalų relaksaciniai virpesiai $u_{\text{iš}}(t)$. Šis įtampos signalas yra „pjūklo“ pavidalo, o dinistoriaus anodinės srovės signalas $i_{\text{A}}(t)$ yra trumpų impulsų pavidalo ir jų retis χ yra:

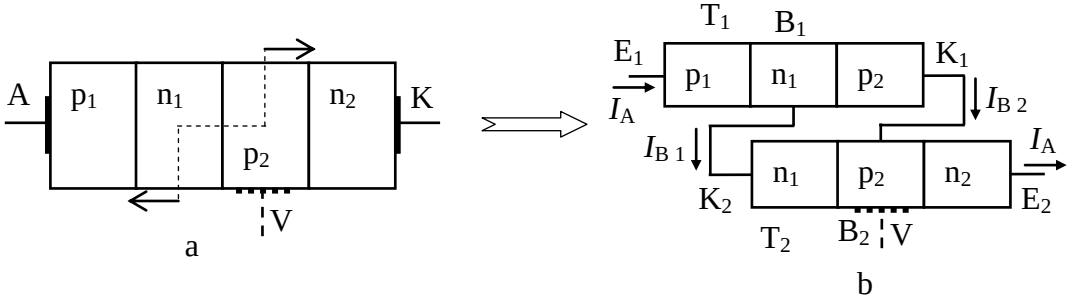
$$\chi = T/\Delta t_{\text{i}} = (t_3 - t_1)/(t_2 - t_1) >> 2. \qquad (2.723a)$$

Iš čia matome, kad signalo $i_{\text{A}}(t)$ pavidalas stipriai skiriasi nuo meandro (2.223 pav.), kurio $\chi = 2$. Akivaizdu, kad generuojamų relaksacinių virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ periodas $T = t_3 - t_1$ priklauso nuo maitinimo įtampos $\mathcal{E}_{\text{AK}}$ ir $U_{\text{s įj}}$ verčių, o būtent, įtampos $\mathcal{E}_{\text{AK}}$ vertei didėjant, periodas T mažėja, o $U_{\text{s įj}}$ vertei didėjant, atvirkščiai – periodas T didėja: $T \sim U_{\text{s įj}}/\mathcal{E}_{\text{AK}}$. Iš čia matome, kad tiristoriaus atveju generuojamų relaksacinių virpesių $u_{\text{iš}}(t)$ periodas T yra lengvai valdomas pastoviąja įtampa $U_{\text{V}} > 0$. Nesunku parodyti, kad periodo T vertė yra apskaičiuojama taip:

$$T \cong (R_{\text{a}} + R_{\text{o}})\cdot C\cdot \ln[\mathcal{E}_{\text{AK}}/(\mathcal{E}_{\text{AK}} + U_{\text{s išj}} - U_{\text{s įj}})], \qquad (2.724)$$

čia yra tarta, kad $t_3 - t_2 >> t_2 - t_1$, ir $T \cong t_3 - t_2$ (2.235 pav., c).

Akivaizdu, kad prie dinistorinio relaksatoriaus išėjimo $U_{\text{iš}}$ prijungus juostini dažnių filtrą, pavyzdžiui, kaip relaksatoriaus su tuneliniu diodu atveju (2.230 pav., a), galima gauti atitinkamo dažnio harmoninius virpesius $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ – sudaryti harmoninių virpesių generatorių, pavyzdžiui, generuojantį pagrindinės harmonikos dažnį $\omega_1 = 2\cdot\pi/T$. Čia pasakysime, kad dažnai dinistoriaus ir tiristoriaus veika yra aprašoma taikant *dinistoriaus ir tiristoriaus ekvivalentinę grandinę*, sudaryta iš dviejų p–n–p ir n–p–n dvipolių tranzistorių atitinkamo jungimo schemos, kuri yra parodyta 2.236 pav.



2.236 pav. Dinistoriaus ir tiristoriaus (a) veiką modeliuojanti ekvivalentinė grandinė (b), sudaryta iš dviejų p–n–p ir n–p–n dvipolių tranzistorių $\text{T}_{(1;\,2)}$

Iš 2.236 pav., b, parodytų srovių, tekančių ekvivalentinės grandinės dvipoliuose tranzistoriuose $\text{T}_{1,\,2}$, galima parašyti akivaizdžias tapatybes:

$$I_{\text{B 2}} = \alpha_{\text{o 1}}\cdot I_{\text{A}}, \quad I_{\text{B 1}} = \alpha_{\text{o 2}}\cdot I_{\text{A}}, \quad I_{\text{B 1}} = \beta_{\text{o 2}}\cdot I_{\text{B 2}}, \quad I_{\text{B 2}} = \beta_{\text{o 1}}\cdot I_{\text{B 1}}, \qquad (2.725a)$$

$$\beta_{\text{o (1, 2)}} = \alpha_{\text{o (1, 2)}}/(1 - \alpha_{\text{o (1, 2)}}), \quad I_{\text{A}} = I_{\text{B 1}} + I_{\text{B 2}}, \quad I_{\text{B (1, 2)}} = I_{\text{A}}\cdot(1 - \alpha_{\text{o (1, 2)}}) - I_{\text{s (p 2-n1)}}. \qquad (2.725b)$$

Iš (2.725a, b) randame anodinės srovės I_A išraišką:

$$I_A = I_{s\,(p2\text{-}n1)}/(1 - 2\cdot\alpha_{o\,(1,\,2)}). \qquad (2.725c)$$

Iš (2.725c) matome: anodinė srovė I_A labai stipriai priklauso nuo ekvivalentinių tranzistorių $T_{(1,\,2)}$ emiterių $E_{(1,\,2)}$ atitinkamų pastoviosios srovės $I_{E\,(1,\,2)}$ perdavimo koeficientų $\alpha_{o\,(1,\,2)}$ verčių, kurios didėja, didėjant pridėtos įtampos U_{AK} vertei. Gauta aproksimacinė išraiška (2.725c) aprašo dinistoriaus VACh tik didelių varžų R_{max} srityje iki pramušimo įtampos $U_{s\,ij}$ (2.235 pav., b).

Tiristoriaus atveju turime tokio pavidalo papildomas išraiškas:

$$I_{B\,1} = \beta_{o\,2}\cdot(I_{B\,2} + I_V), \quad I_{B\,1} = I_a\,(1 - \alpha_{o\,1}) - I_{s\,(p2\text{-}n1)}, \qquad (2.726a)$$

todėl iš čia ir (2.725b) išraiškoje (2.725c) atsiranda papildomas narys ($\alpha_{o\,2}\cdot I_V$), tad tiristoriaus anodinė srovė I_A yra išreiškiama taip:

$$I_A = [\alpha_{o\,2}\cdot I_V + (1 - \alpha_{o\,2})\cdot I_{s\,(p2\text{-}n\,1)}]/[1 - (\alpha_{o\,1}+\alpha_{o\,2})], \qquad (2.726b)$$

čia: I_V – srovės vertė valdomojo elektrodo V išvade, kai $U_V > 0$ (2.236 pav., b).

Iš gautos išraiškos (2.726b) matome: tiristoriuje anodo srovė I_A labai stipriai priklauso nuo ekvivalentinio n–p–n tranzistoriaus T_2 emiterio E_2 pastoviosios srovės $I_{E\,2}$ perdavimo koeficiento $\alpha_{o\,2}$ vertės, kuri didėja, didėjant pridėtos įtampos U_{AK} vertei. Taigi, didėjant $\alpha_{o\,2}$, vis didesnę įtaką turi valdančioji srovė I_V. Tai ir yra *esminė tiristoriaus savybė*.

2.2.6. Elektrinių signalų parametriniai stiprintuvai ir generatoriai

Elektrinių signalų parametrinis stiprinimo principas yra pagrįstas išoriškai laike t valdomų tiesinių parametrinių radiotechninių elementų $\tilde{R}$, $\tilde{L}$ ir $\tilde{C}$ savybe sudaryti įneštinę neigiamąją diferencialinę varžą $r^*_{(-)}$ elektroninėje grandinėje, kai šių tiesinių parametrinių radiotechninių elementų $\tilde{R}$, $\tilde{L}$ ir $\tilde{C}$ statinė VACh neturi sričių, kuriose yra neigiamoji diferencialinė varža $r_{(-)}$. Išoriškai valdomas tiesinis parametrinis elementas gali būti rezistorius $\tilde{R}$, kurio varža $\tilde{R} = R\,(t)$, induktyvumo ritelė $\tilde{L}$, kurios induktyvumas $\tilde{L} = L\,(t)$, ir kondensatorius $\tilde{C}$, kurio talpa $\tilde{C} = C\,(t)$ – jų atitinkami parametrai yra laiko t funkcijos. Pavyzdžiui, įtampos U_{AK} išoriškai valdoma elektrine talpa C_{pn} (U_{AK}) pasižymi varikapas (pirmoji d.– (1.34 pav.)), jo taikymo atvejį parametriniame stiprintuve panagrinėsime kitoje pastraipoje.

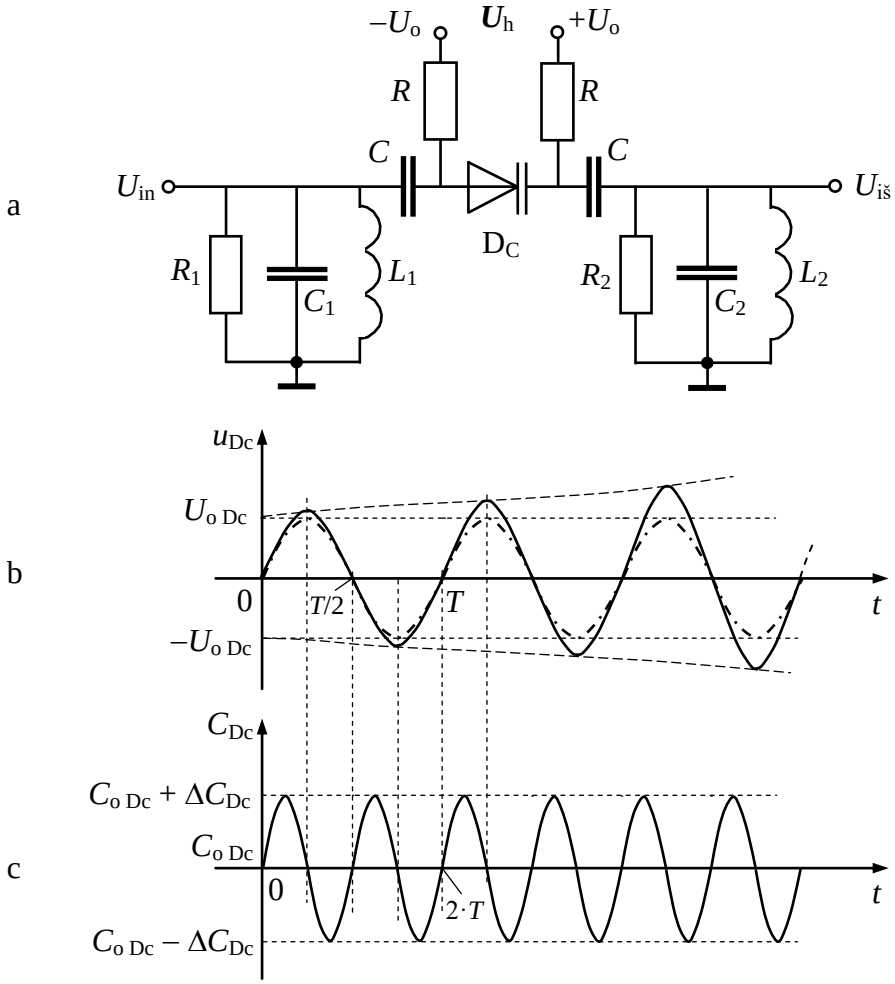
Dviejų rezonansinių LC– kontūrų parametrinis stiprintuvas su varikapu D_C gali būti realizuotas taip, kaip tai parodyta 2.237 pav., a. Jame taip pat yra pateiktos jo veiką paaiškinančios diagramos – 2.237 pav., atitinkamai b ir c.

Iš 2.237 pav. matome: varikapas D_C dėl pastoviosios įtampos U_o poveikio yra įjungtas atgaline kryptimi ir kartu jis yra veikiamas kintamojo, pavyzdžiui, harmoninio poveikio signalo $u_{Dc}\,(t) = U_{o\,Dc}\cdot\sin\,(\omega_{in}\cdot t)$ (2.237 pav., b), kuris atsiranda dėl įėjime U_{in} veikiančios kintamosios harmoninės poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{in}$. Tuo pačiu metu varikapas D_C yra veikiamas kintamojo, pavyzdžiui, heterodino harmoninio įtampos $\boldsymbol{U}_h$ signalo, dėl kurio poveikio varikapo D_C talpa C_{Dc} kinta pagal harmoninį dėsnį (2.237 pav., c):

$$C_{Dc} = C_{o\,Dc} + \Delta C_{Dc}\cdot\sin\,(\omega_h\cdot t), \qquad (2.727)$$

čia ΔC_{Dc} – varikapo talpos C_{Dc} pokytis vidutinės – amplitudinės vertės $C_{o\,Dc}$ atžvilgiu, ir čia $C_{o\,Dc}$ vertė yra sąlygota pastoviosios įtampos U_o.

Iš 2.237 pav., b ir c, matome: laiko t momentais, kai įtampos $u_{Dc}\,(t)$ modulis $U_{o\,Dc}$ yra didžiausias, varikapo talpa C_{Dc} mažėja ir tai lemia įtampos $u_{Dc}\,(t)$ vertės padidėjimą, nes tai kyla iš akivaizdžios sąlygos: $Q_C = C\cdot U_C = \text{const}$. Šio rezultato fizikinė prasmė matoma iš to, kad talpos C mažinimas yra pasiekiamas, pavyzdžiui, didinant atstumą d tarp plokščiojo kondensatorius plokštelių, ir šio proceso metu yra atliekamas darbas A_K, kulono jėgų $\boldsymbol{F}_{K\,(1,\,2)}$



2.237 pav. Dviejų *LC*– kontūrų parametrinio stiprintuvo su varikapu D_C principinė elektroninė schema (a) ir jos veiką paaiškinančios diagramos (b) ir (c)

sąveikai tarp plokštelių 1 ir 2 įveikti. Taigi matome, kad, parinkus heterodino signalo $\boldsymbol{U}_h$ dažnį $\omega_h = 2\cdot\omega_{in}$, išėjime $U_{iš}$ yra gaunamas įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprinimas, kurio metu heterodino įtampos $\boldsymbol{U}_h$ šaltinio energija E_h yra perduodama į nagrinėjamą elektroninę grandinę. Todėl ši E_h energija gali būti panaudota įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{in}$ stiprinimui arba, esant tam tikroms sąlygoms, kito – kombinacinio dažnio $\omega_k = |\pm n\cdot\omega_{in} \pm \pm m\cdot\omega_h|$ signalo stiprinimui, čia $n, m = 0, 1, 2, \ldots$. Akivaizdu, kad, esant tinkamoms sąlygoms, nagrinėjamas įrenginys gali generuoti elektrinius signalus.

Iš 2.237 pav., b ir c, taip pat matome: laiko t momentais, kai įtampa $u_{Dc}(t) = 0$, varikapo D_C talpa C_{Dc} didėja, ir tai vyksta nenaudojant heterodino šaltinio energijos E_h, nes tuo metu, pavyzdžiui, analogo – plokščiojo kondensatoriaus atveju kulono sąveikos tarp kondensatoriaus plokštelių 1 ir 2 nėra – $\boldsymbol{F}_{(1;\,2)} = 0$, ir todėl $A_K = 0$.

Taigi parodėme, kad heterodino įtampos $\boldsymbol{U}_h$ veikiamas varikapas D_C gali atiduoti („perpumpuoti“) heterodino energiją E_h į elektroninę grandinę, o tai yra tolygu neigiamosios diferencialinės varžos $r^*_{(-)}$ poveikiui (2.2.5 poskyris). Šią varikapo D_C talpos $C_{o\,Dc}$ energiją $\Delta E_{Dc\,at}$, kuri yra atiduodama į elektroninę grandinę per vieną heterodino signalo $\boldsymbol{U}_h$ periodą T_h, galima išreikšti taip:

$$\Delta E_{Dc\,at} \cong 4\cdot\chi_C\cdot Q^2_{Dc\,max}/(2\cdot C_{o\,Dc}), \qquad (2.727a)$$

čia: $\chi_C = \Delta C_{Dc}/C_{o\,Dc}$ – varikapo talpos C_{Dc} moduliacijos koeficientas; $|\pm Q_{Dc\,max}|$ – didžiausia krūvio vertė varikapo D_C talpoje $C_{o\,Dc}$, o apytikslė lygybė yra gauta tarus, kad $\Delta C_{Dc} << << C_{o\,Dc}$.

Energijos nuostolius $\Delta E_{\text{gr nst}}$ elektroninėje grandinėje per vieną periodą T_h išreikšime taip:

$$\Delta E_{\text{gr nst}} = \Delta E_\text{R} - \Delta E_{\text{Dc at}} = I^2{}_\text{o}\cdot R_\text{gr}\cdot T_\text{h}/2 - \Delta E_{\text{Dc at}} = \\ = I^2{}_\text{o}\cdot T_\text{h}\cdot[R_\text{gr} - \chi_\text{C}\cdot T_\text{h}/(2\cdot C_{\text{o Dc}})]/2, \qquad (2.728)$$

čia: ΔE_R – energijos nuostoliai elektroninės grandinės ominėje varžoje R_gr per vieną periodą T_h; I_o – srovės amplitudė varikape D_C ir elektroninės grandinės varžoje R_gr, o išraiška (2.728) yra gauta panaudojus keitinį – $Q_{\text{Dc max}} \cong I_\text{o}\cdot T_\text{h}/2$.

Iš gautos išraiškos (2.728) matome, kad varikapas D_C, veikiamas heterodino įtampos $\boldsymbol{U}_\text{h}$, elektroninėje grandinėje sukuria neigiamą diferencialinę varžą $r^*_{\text{C}\,(-)}$:

$$r^*_{\text{C}\,(-)} = -\chi_\text{C}\cdot T_\text{h}/(2\cdot C_{\text{o Dc}}) = -\Delta C_{\text{Dc}}\cdot T_\text{h}/(2\cdot C^2{}_{\text{o Dc}}), \qquad (2.729)$$

ir, esant sąlygai $|r^*_{\text{C}\,(-)}| \geq R_\text{gr}$, yra galimas stiprinimas bei generavimas, nes šiuo atveju energijos nuostoliai ΔE_gr (2.728) nagrinėjamoje elektroninėje grandinėje (2.237 pav., a) yra kompensuojami neigiamos diferencialinės įneštinės varžos $r^*_{\text{C}\,(-)}$ poveikio.

Akivaizdu, kad per varikapą D_C (2.237 pav., a) tekanti srovė $i_{\text{Dc}}(t)$ yra nulemta dviejų signalų poveikio:

$$\left.\begin{array}{ll} \textbf{1} - \text{įtampos } \boldsymbol{U}_\text{in} \text{ įėjime } U_\text{in}: & u_\text{in}(t) = U_{\text{o in}}\cdot\sin(\omega_\text{in}\cdot t + \varphi_\text{in}); \\ \textbf{2} - \text{heterodino įtampos } \boldsymbol{U}_\text{h}: & u_\text{h}(t) = U_{\text{o h}}\cdot\sin(\omega_\text{h}\cdot t + \varphi_\text{h}). \end{array}\right\} \qquad (2.730)$$

Dėl heterodino įtampos $\boldsymbol{U}_\text{h}$ poveikio varikapo D_C talpa C_{Dc} kinta pagal dėsnį (2.727), kurį, pasinaudoję varikapo talpos C_{Dc} moduliacijos koeficiento χ_C išraiška, perrašysime taip:

$$C_{\text{Dc}} = C_{\text{o Dc}}\cdot[1 + \chi_\text{C}\cdot\sin(\omega_\text{h}\cdot t + \varphi_\text{h})]. \qquad (2.731)$$

Varikapo D_C talpoje C_{Dc} krūvio Q_{Dc} momentinė vertė $q_{\text{Dc}}(t) = C_{\text{Dc}}(t)\cdot u_{\text{Dc}}(t)$, ir iš čia bei (2.730), ir (2.731), esant sąlygai $u_\text{in}(t) = u_{\text{Dc}}(t)$, galima parašyti:

$$i_{\text{Dc}}(t) = \text{d}q_{\text{Dc}}/\text{d}t = u_{\text{Dc}}(t)\cdot\text{d}C_{\text{Dc}}/\text{d}\,t + C_{\text{Dc}}(t)\cdot\text{d}u_{\text{Dc}}/\text{d}t = \\ = U_{\text{o in}}\cdot\sin(\omega_\text{in}\cdot t + \varphi_\text{in})\cdot\chi_\text{C}\cdot\omega_\text{h}\cdot C_{\text{o Dc}}\cdot\cos(\omega_\text{h}\cdot t + \varphi_\text{h})] + \\ + C_{\text{o Dc}}\cdot[1 + \chi_\text{C}\cdot\sin(\omega_\text{h}\cdot t + \varphi_\text{h})]\cdot\omega_\text{in}\cdot U_{\text{o in}}\cdot\cos(\omega_\text{in}\cdot t + \varphi_\text{in}) = \\ = \omega_\text{in}\cdot C_{\text{o Dc}}\cdot U_{\text{o in}}\cdot\cos(\omega_\text{in}\cdot t + \varphi_\text{in}) + \\ + (\omega_\text{in} + \omega_\text{h})\cdot\chi_\text{C}\cdot C_{\text{o Dc}}\cdot U_{\text{o in}}\cdot\sin[(\omega_\text{in} + \omega_\text{h})\cdot t + \varphi_\text{in} + \varphi_\text{h}]/2 - \\ - (\omega_\text{h} - \omega_\text{in})\cdot\chi_\text{C}\cdot C_{\text{o Dc}}\cdot U_{\text{o in}}\cdot\sin[(\omega_\text{h} - \omega_\text{in})\cdot t + \varphi_\text{h} - \varphi_\text{in}]/2, \qquad (2.732)$$

čia išraiška yra gauta pasinaudojus žinoma trigonometrine formule:

$$\sin\alpha\cdot\cos\beta = 0{,}5\cdot[\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)]. \qquad (2.732\text{a})$$

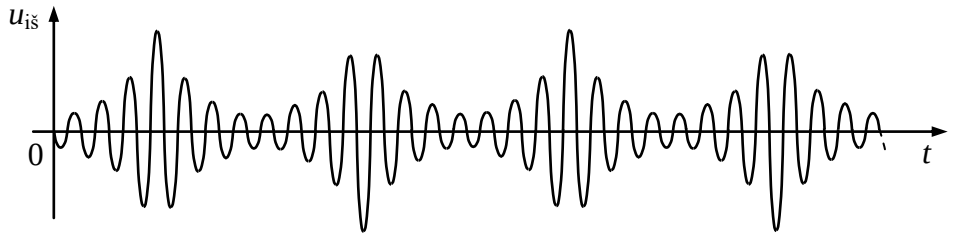
Iš (2.732) matome: esant harmoniniam poveikiui $\boldsymbol{U}_\text{in}$, per parametrinę talpą $\tilde{C} = C(t)$, kartu ir per parametrinę varžą $\tilde{R} = R(t)$, bei per parametrinį induktyvumą $\tilde{L} = L(t)$, teka srovė $i(t)$, kuri yra sudaryta iš dažnių ω_k spektro trijų sandų: ω_in, $(\omega_\text{h} - \omega_\text{in})$ ir $(\omega_\text{h} + \omega_\text{in})$. Taigi, gauta išraiška (2.732) yra universali, į ją, priklausomai nuo parametrinio elemento $\tilde{R}$, $\tilde{L}$ arba $\tilde{C}$, yra įrašomi atitinkami dydžiai – daromi ketiniai: $\chi_\text{C} \to \chi_\text{R} = \Delta R/R_\text{o}$ – rezistoriaus $\tilde{R}$ varžos R moduliacijos koeficientas; $\chi_\text{C} \to \chi_\text{L} = \Delta L/L_\text{o}$ – indukcinės ritelės $\tilde{L}$ induktyvumo L moduliacijos koeficientas; $C_{\text{o Dc}} \to R_\text{o} \to L_\text{o}$, čia R_o ir L_o – parametrinių elementų $\tilde{R}$ ir $\tilde{L}$ atitinkamai vidutinės – amplitudinės vertės veikos taške $\{I_\text{o}, U_\text{o}\}$. Akivaizdu, kad pirmasis srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ (2.732) dažnių ω_k spektro sandas ω_in betarpiškai negali būti stiprinamas, nes jo amplitudė $I_{\text{o Dc}}$ priklauso tik nuo įėjime U_in veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_\text{in}$ poveikio. Kiti du dažnių ω_k spektro sandai $(\omega_\text{h} + \omega_\text{in})$ ir $(\omega_\text{h} - \omega_\text{in})$ gali būti stiprinami, nes jų srovių amplitudės $I_{\text{o Dc}\,(\pm)}$ priklauso ir nuo heterodino signalo $\boldsymbol{U}_\text{h}$ poveikio. Taigi iš čia kyla *parametrinio įrenginio*

veikos principai, o būtent, kad yra galimos įvairios parametrinio įrenginio (2.237 pav., a) veikos, kurias sąlyginai pavadinsime *pirmąja*, *antrąja* ir *trečiąja* veika.

Pirmoji veika, kai parametriniame stiprintuve yra stiprinamas įėjime U_{in} veikiantis harmoninis signalas $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$. Iš (2.732) matome, kad šiuo atveju yra būtina paskutiniame srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ dažnių ω_k spektro sande $(\omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}})$ parinkti sąlygą: $\omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}} = \omega_{\text{in}}$, ir iš čia gauname *parametrinio stiprinimo sąlygą:* $\omega_{\text{h}} = 2\cdot\omega_{\text{in}}$. Esant šiai sąlygai abu parametrinio įrenginio (2.237 pav., a) rezonansiniai *LC*– kontūrai yra suderinami įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniui $\omega_{\text{in}} = (L_{(1;\,2)}\cdot C_{(1;\,2)})^{-1/2}$. Iš 2.237 pav., b ir c, matome, kad šiuo atveju parametrinis stiprinimas bus tik tada, kai įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir heterodino signalo $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ atitinkamos fazės φ_{in} ir φ_{h} yra griežtai koreliuotos – kai yra tenkinama sąlyga: $|\varphi_{\text{h}} - \varphi_{\text{in}}| =$ $=$ const. Kai ši koreliacijos sąlyga nėra tenkinama, tai $|\varphi_{\text{h}} - \varphi_{\text{in}}| \neq$ const, ir todėl išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ amplitudė $U_{\text{o iš}}$ yra laiko t funkcija:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = U_{\text{o iš}}(t)\cdot\sin(\omega_{\text{in}}\cdot t + \varphi_{\text{iš}}), \tag{2.733}$$

ir šiuo atveju yra matomas *amplitudės* $U_{\text{o iš}}$ *„mūšos“* reiškinys, kurio laikinė diagrama yra parodyta 2.238 pav.



2.238 pav. Įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ stiprinimas parametriniame stiprintuve (2.237 pav., a), čia: $u_{\text{iš}}(t) = \boldsymbol{K}_{\text{u}}(t)\cdot\boldsymbol{U}_{\text{in}}$, kai $\omega_{\text{h}} = 2\cdot\omega_{\text{in}}$ ir $|\varphi_{\text{h}} - \varphi_{\text{in}}| \neq$ const

Iš 2.238 pav. matome: parametrinio stiprintuvo *pirmoji veika* labai stipriai priklauso nuo signalų $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ atitinkamų fazių φ_{in} ir φ_{h} tarpusavio koreliacijos. Todėl ši veika tiesiniuose parametriniuose stiprintuvuose nenaudojama. Tačiau šis reiškinys yra naudojamas įvairiuose elektrinių signalų matavimo įrenginiuose, kurių čia detaliau nenagrinėsime.

Antroji veika, kai parametrinio stiprintuvo išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ yra srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ (2.732) dažnių ω_k spektro suminis sandas $\omega_+ = \omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}}$:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = U_{\text{o iš}}\cdot\sin[(\omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}})\cdot t + \varphi_{\text{iš}})]. \tag{2.734}$$

Šiuo atveju parametrinio įrenginio (2.237 pav., a) įėjime U_{in} rezonansinis *LC*– kontūras yra suderinamas įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniui $\omega_{\text{in}} = (L_1\cdot C_1)^{-1/2}$, o išėjime $U_{\text{iš}}$ rezonansinis *LC*– kontūras yra suderinamas išėjime $U_{\text{iš}}$ veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ suminiam dažniui $\omega_{\text{iš}\,(+)} = \omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}} = (L_2\cdot C_2)^{-1/2}$. Esant šioms sąlygoms, išėjime $U_{\text{iš}}$ gaunamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ amplitudė $U_{\text{o iš}}$ yra pastovi ir proporcinga dažnių sumai $\omega_+ = \omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}}$. Tai betarpiškai gaunama iš srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ (2.732) dažnių ω_k spektro suminio sando $\omega_+ = \omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}}$. Iš čia taip pat yra gaunama signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ išėjime $U_{\text{iš}}$ stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{(\text{i, u, p})}$ išraiška:

$$\boldsymbol{K}_{(\text{i, u, p})} \sim (\omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}})/\omega_{\text{in}} = \omega_{\text{h}}/\omega_{\text{in}} + 1 > 1, \tag{2.735}$$

čia išraiška yra gauta iš antrojo bei pirmojo srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ dažnių ω_k spektro atitinkamų sandų $(\omega_{\text{h}} + \omega_{\text{in}})$ ir ω_{in} santykio.

Esminis antruoju būdu veikiančio parametrinio stiprintuvo trūkumas yra išėjime $U_{\text{iš}}$ gaunamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ didesnis dažnis $\omega_{\text{iš}\,(+)} > \omega_{\text{in}}$. Tačiau dažnio keitikliuose „aukštyn“ tai yra naudingas reiškinys.

Trečioji veika, kai parametrinio stiprintuvo išėjime $U_{\text{iš}}$ signalas $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ yra srovės $i_{\text{Dc}}(t)$ (2.732) dažnių ω_k spektro skirtuminis sandas $\omega_- = \omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}}$:

$$\boldsymbol{U}_{\text{iš}} = U_{\text{o iš}}\cdot\sin[(\omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}})\cdot t + \varphi_{\text{iš}})]. \tag{2.736}$$

Šiuo atveju parametrinio įrenginio (2.237 pav., a) įėjime U_{in} rezonansinis *LC*– kontūras yra suderinamas įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniui $\omega_{\text{in}} = (L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$, o išėjime $U_{\text{iš}}$ rezonansinis *LC*– kontūras yra suderinamas išėjime $U_{\text{iš}}$ veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ skirtuminiam dažniui $\omega_{\text{iš (–)}} = \omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}} = (L_2 \cdot C_2)^{-1/2} < \omega_{\text{in}}$, kai yra tenkinama stabilumo sąlyga: $\omega_{\text{h}} > \omega_{\text{in}}$. Čia pasakysime, kad taip pat yra galimas parametrinis stiprinimas, kai skirtuminis dažnis $\omega_{\text{iš (–)}} = \omega_{\text{h}} - \omega_{\text{in}} > \omega_{\text{in}}$. Tačiau, esant šiai sąlygai, nėra galimybės surasti stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{(i, u, p)}}$ išreikštinių išraiškų, nes dalis heterodino signalo $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ galios $\boldsymbol{P}_{\text{h}}$ tenka įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ betarpiškam stiprinimui, o kita galios $\boldsymbol{P}_{\text{h}}$ dalis – išėjime $U_{\text{iš}}$ gaunamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ stiprinimui. Akivaizdu, kad ši parametrinio stiprintuvo *trečioji veika* yra nestabili, nes stiprintuvas gali susižadinti įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ dažniu ω_{in}. Čia reikia pasakyti, kad šioje veikoje įėjime U_{in} veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ betarpiškas parametrinis stiprinimo reiškinys yra vadinamas *parametrine regeneracija*, kuri yra taikoma specialiuose parametriniuose įrenginiuose, turinčiuose specialias priemones, leidžiančias „išrišti“ – panaikinti sąveiką tarp įėjimo U_{in} ir išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinių, kai turime lygybę $\omega_{\text{iš}} = \omega_{\text{in}}$.

Akivaizdu, kad bendriausiu atveju parametriniame stiprintuve veikiančių signalų $\boldsymbol{U}_{\text{(in, h, iš)}}$ atitinkami dažniai $\omega_{\text{(in, h, iš)}}$ gali būti susieti taip:

$$\omega_{\text{iš}} = m \cdot \omega_{\text{h}} + n \cdot \omega_{\text{in}}, \tag{2.737}$$

čia: m ir n – sveikieji skaičiai: $m, n = 1, 2, 3, \ldots$.

Taip pat akivaizdu, kad parametriniame stiprintuve galioja energijos tvermės dėsnis:

$$\boldsymbol{P}_{\text{h}} + \boldsymbol{P}_{\text{in}} + \boldsymbol{P}_{\text{iš}} = 0, \tag{2.738}$$

čia: $\boldsymbol{P}_{\text{h}}$, $\boldsymbol{P}_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{P}_{\text{iš}}$ – atitinkamų signalų $\boldsymbol{U}_{\text{(h, in, iš)}}$ galios.

Per vieną elektrinio signalo periodą T išsiskiriančią galią $\boldsymbol{P} \equiv P_{\sim}$ galima išreikšti taip:

$$P_{\sim} = T^{-1} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot \mathrm{d}\, t = f \cdot E, \tag{2.739}$$

čia: E ir f – atitinkamo elektrinio signalo energija ir dažnis.

Iš (2.737)–(2.739) gauname:

$$f_{\text{h}} \cdot (E_{\text{h}} + m \cdot E_{\text{iš}}) + f_{\text{in}} \cdot (E_{\text{in}} + n \cdot E_{\text{iš}}) = 0. \tag{2.740}$$

Gauta išraiška (2.740) turi galioti bet kokioms dažnių $f_{\text{in, h, iš}}$ vertėms, o tai įmanoma tik tada, kai yra tenkinamos akivaizdžios sąlygos:

$$\left.\begin{aligned} E_{\text{h}} + m \cdot E_{\text{iš}} = 0, \\ E_{\text{in}} + n \cdot E_{\text{iš}} = 0. \end{aligned}\right\} \tag{2.741}$$

Iš (2.741) ir (2.739) gauname parametrinį įrenginį aprašančią *Menli-Rou lygčių sistemą*:

$$\left.\begin{aligned} P_{\text{h}\sim}/f_{\text{h}} + m \cdot P_{\text{iš}\sim}/(m \cdot f_{\text{h}} + n \cdot f_{\text{in}}) = 0, \\ P_{\text{in}\sim}/f_{\text{in}} + n \cdot P_{\text{iš}\sim}/(m \cdot f_{\text{h}} + n \cdot f_{\text{in}}) = 0. \end{aligned}\right\}, \tag{2.742}$$

Parametrinį įrenginį aprašanti Menli-Rou lygčių sistema (2.742, 2.742a) yra labai patogi atliekant bet kokio parametrinio įtaiso veikimo analizę.

Iš (2.742, 2.742a) matome: elektrinių signalų galios $P_{\sim}$ gali būti teigiamos arba neigiamos vertės, nes dažnis $f > 0$ – tik teigiamos vertės. Kai $P_{\sim} > 0$, tai ši galia yra sunaudojama apkrovoje R_{a} bei poveikių signalų $\boldsymbol{U}_{\text{(in, h)}}$ šaltinių vidinėse varžose R_{i}, o kai $P_{\sim} < 0$, tai ši galia yra atiduodama į nagrinėjamą elektroninę grandinę iš atitinkamo signalo šaltinio $\boldsymbol{U}_{\text{(in, h)}}$. Pavyzdžiui, jau išnagrinėtos *antrosios veikos* parametrinio stiprinimo atveju turime $m = n = 1$, ir iš (2.742) gauname nelygybes: $P_{\text{iš}\sim} > 0$, $P_{\text{in}\sim} < 0$ ir $P_{\text{h}\sim} < 0$. Iš čia matome, kad signalų $\boldsymbol{U}_{\text{(in, h)}}$ šaltiniai atiduoda savo atitinkamas galias $P_{\text{in}\sim}$ ir $P_{\text{h}\sim}$ į apkrovą R_{a} – išėjime $U_{\text{iš}}$ vyksta signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ stiprinimas. Kadangi šiuo atveju turime lygybę $P_{\text{iš}\sim} = -P_{\text{in}\sim} - P_{\text{h}\sim}$ (2.738), tai iš čia išėjime $U_{\text{iš}}$ gauname signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ galios $P_{\text{iš}\sim}$ stiprinimo

koeficiento K_{p} išraišką:

$$K_{\mathrm{p}} = -P_{\mathrm{iš}\sim}/|-P_{\mathrm{in}\sim}| = 1 + f_{\mathrm{h}}/f_{\mathrm{in}} = f_{\mathrm{iš}}/f_{\mathrm{in}}. \quad (2.743)$$

Apibendrinant (2.742, 2.742a) išraiškas galima teigti: *parametriniame įrenginyje yra atliekama dviejų elektrinių signalų* $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ *ir* $\boldsymbol{U}_{\mathrm{h}}$ *sandauga*, ir todėl dviejų harmoninių signalų $\boldsymbol{U}_1$ ir $\boldsymbol{U}_2$ sandaugoje ($\boldsymbol{U}_1 \cdot \boldsymbol{U}_2$) yra gaunamas sudėtinio dažninio ω_k spektro signalas $u(t)$ arba $i(t)$, turintis sudėtinio dažnio ω_k tris sandus: $\omega_{(1;\,2)}$, ($\omega_{(1;\,2)} - \omega_{(2;\,1)}$) ir ($\omega_1 + \omega_2$), čia: $\omega_{(1;\,2)}$ – signalų $\boldsymbol{U}_{(1;\,2)}$ atitinkami dažniai.

2.3. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ (arba (ir) $I_{\mathrm{o}}(t)$), dažnio $f(t)$ ir fazės $\varphi(t)$ keitimo laike t metodai

Harmoninis elektrinis signalas – įtampa $\boldsymbol{U}$, srovė $\boldsymbol{I}$, potencialas $\boldsymbol{\Phi}$ ir elektrinio lauko stipris $\boldsymbol{E}$ gali būti matematiškai išreikšti kompleksiniu skaičiumi trimis būdais ((2.9), (2.10)), arba jų atitinkamų momentinių verčių $u(t)$, $i(t)$, $\varphi(t)$, $e(t)$ sinuso ar kosinuso matematinėmis funkcijomis: sin x ir cos x, kurios atitinka kompleksinio dydžio – vektoriaus projekcijos atitinkamoje {Re} ar {Im} ašyje kitimą laike t (2.10), kai atitinkamas kompleksinio dydžio vektorius sukasi atitinkamo signalo cikliniu dažniu ω apie kompleksinės plokštumos {Re, Im} koordinačių pradžios tašką {0} prieš laikrodžio rodyklę (2.2 pav.). Taigi, harmoninis elektrinis signalas, pavyzdžiui, įtampa $\boldsymbol{U}$, matematiškai yra išreiškiama taip:

$$\boldsymbol{U} = U_{\mathrm{o}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega\cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}})} \Rightarrow u(t) = U_{\mathrm{o}} \cdot \cos(\omega \cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}}), \text{ arba } u(t) = U_{\mathrm{o}} \cdot \sin(\omega \cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}}), \quad (2.744)$$

čia kompleksinė įtampos $\boldsymbol{U}$ parašymo forma yra pasirinkta exp funkcijos – e^{x} pavidalo.

Iš (2.744) matome: visose išraiškose yra visi pagrindiniai elektrinio signalo $\boldsymbol{U}$ parametrai: U_{o} – amplitudė; $\omega = 2\cdot\pi/T$, $f = 1/T = \omega/(2\cdot\pi)$ – ciklinis ω bei paprastasis f dažniai, kartu ir periodas T; φ_{o} – pradinė fazė, atitinkanti pradinę kompleksinio dydžio – vektoriaus padėtį kompleksinėje plokštumoje {Re, Im} (2.2 pav.) laiko momentu $t = 0$, arba momentinių verčių atveju – sin x arba cos x funkcijos argumento x vertę pradiniu laiko momentu $t = 0$. Visi šie parametrai gali būti keičiami laike t. Yra įvairių elektrinio signalo moduliacijos formų – jos priklauso nuo laike t keičiamo elektrinio signalo parametro.

Elektrinių signalų: įtampos $\boldsymbol{U}$, srovės $\boldsymbol{I}$, potencialo $\boldsymbol{\Phi}$ ir elektrinio lauko stiprio $\boldsymbol{E}$, parametrų moduliacija laike t yra pamatinis reiškinys, kuris lemia visą šiuolaikinę radijo ryšių, kompiuterijos, garso ir vaizdo aparatūros, ir t. t., apskritai galima teigti – visos elektronikos veiką.

2.3.1. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ (arba (ir) $I_{\mathrm{o}}(t)$) keitimo laike t metodai

Harmoninio elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $\boldsymbol{U}$, matematinė išraiška, esant amplitudės U_{o} kitimui laike t, yra parašoma taip:

$$u(t) = U_{\mathrm{o}}(t) \cdot \cos(\omega \cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}}) \text{ arba } u(t) = U_{\mathrm{o}}(t) \cdot \sin(\omega \cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}}), \quad (2.745)$$

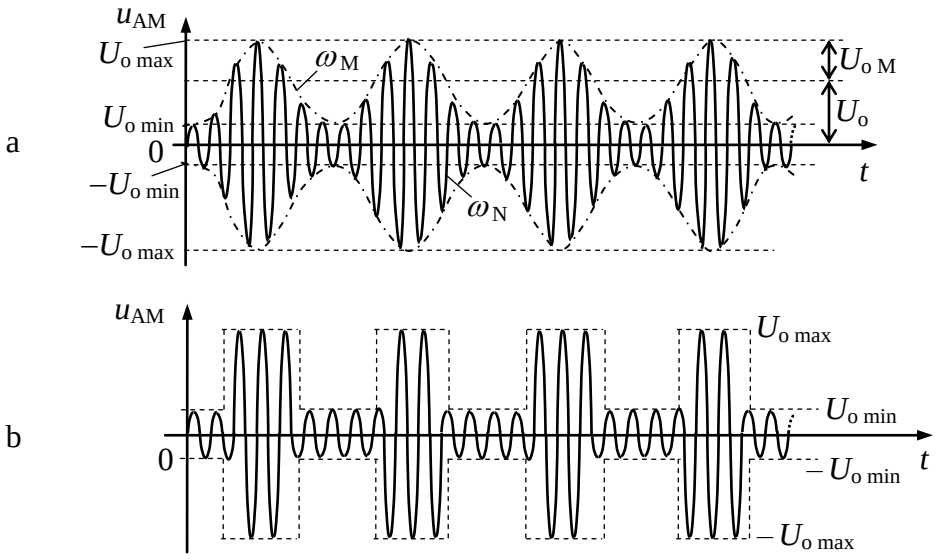
čia: ω ir φ_{o} – signalo $\boldsymbol{U}$ atitinkamai ciklinis dažnis ir pradinė fazė.

Akivaizdu, kad funkcija $u(t)$ nebėra harmoninė funkcija, nes priklausomybė $U_{\mathrm{o}}(t)$ gali turėti bet kokią laiko t funkciją. Pagal šią funkcinę priklausomybė yra skiriami du amplitudės U_{o} keitimo – moduliacijos tipai:

1 – *amplitudės moduliacija*, kai $U_{\mathrm{o}}(t)$ yra monotoniškai kintanti funkcija, pavyzdžiui, harmoninio signalo pavidalo (2.744);

2 – *amplitudės manipuliacija*, kai $U_{\mathrm{o}}(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pavyzdžiui, meandro pavidalo (2.227 pav., a).

Šie signalo $u_{AM}(t)$ amplitudės $U_o(t)$ moduliacijos-manipuliacijos tipai yra parodyti jų laiko t diagramomis 2.239 pav.



2.239 pav. Harmoninio elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $\boldsymbol{U}$, amplitudės U_o moduliacija, kai $U_o(t)$ – harmoninė funkcija (a), ir amplitudės U_o manipuliacija, kai $U_o(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pavyzdžiui, meandro pavidalo (b)

Iš 2.239 pav., b, matome: amplitudės $U_o(t)$ manipuliacijos atveju harmoninio signalo $\boldsymbol{U}$ amplitudė $U_o(t)$ tam tikrais laiko momentais sparčiai kečia savo vertę – padidėja arba sumažėja, ir šis pokytis įvyksta per signalo $\boldsymbol{U}$ periodo T ketvirtį $T/4$. Čia pasakysime, kad signalo $u_{AM}(t)$ amplitudės $U_o(t)$ manipuliacija laike t yra naudojama skaitmenine kodine seka įrašytai informacijai perduoti. Moduliuotos amplitudės $U_o(t)$ signalo $u_{AM}(t)$ vienas pagrindinių – pamatinių parametrų yra moduliacijos gylio (stiprio) koeficientas M – *moduliacijos koeficientas*, kuris yra išreiškiamas taip:

$$M = [(U_{o\,max} - U_{o\,min})/(U_{o\,max} + U_{o\,min})]\cdot 100\ \%, \qquad (2.746)$$

čia: $U_{o\,max}$ ir $U_{o\,min}$ – atitinkamai didžiausia ir mažiausia moduliuoto signalo $u_{AM}(t)$ (2.745) amplitudės $U_o(t)$ vertė (2.239 pav., a).

Kai priklausomybė $U_o(t)$ yra harmoninio moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_M$ funkcija:

$$\begin{aligned} U_o(t) = U_M(t) &= U_{o\,M}\cdot\sin(\omega_M\cdot t \pm \varphi_{o\,M}) = \\ &= [(U_{o\,max} - U_{o\,min})/2]\cdot\sin(\omega_M\cdot t \pm \varphi_{o\,M}) = \\ &= U_{o\,N}\cdot[1 + M\cdot\sin(\omega_M\cdot t \pm \varphi_{o\,M})], \end{aligned} \qquad (2.747)$$

čia: $U_{o\,M}$, ω_M ir $\varphi_{M\,o}$ – moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_M$ atitinkamai amplitudė, dažnis ir pradinė fazė; $U_{o\,N} = (U_{o\,max} - U_{o\,min})/(2\cdot M)$ – moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U} \equiv \boldsymbol{U}_N$ (2.745), kuris yra vadinamas *moduliuojamojo* (*moduliuoto*) *signalo nešliu*, amplitudė, ir iš čia gauname kitą moduliacijos koeficiento M (2.746) išraišką (2.239 pav., a):

$$M = (U_{o\,max} - U_{o\,min})/(2\cdot U_{o\,N}) = (U_{o\,M}/U_{o\,N})\cdot 100\ \%. \qquad (2.748)$$

Iš (2.745) ir (2.747) randame moduliuotos amplitudės – AM- signalo $u_{AM}(t)$ išraišką:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{o\,N}\cdot[1 + M\cdot\sin(\omega_M\cdot t \pm \varphi_{o\,M})]\cdot\cos(\omega_N\cdot t \pm \varphi_{o\,N}) = \\ &= U_{o\,N}\cdot\cos(\omega_N\cdot t \pm \varphi_{o\,N}) + 0{,}5\cdot M\cdot U_{o\,N}\cdot\{\sin[(\omega_M + \omega_N)\cdot t \pm \varphi_{o\,M} \pm \varphi_{o\,N})]\} - \\ &\quad - 0{,}5\cdot U_{o\,N}\cdot\{\sin[(\omega_N - \omega_M)\cdot t \pm \varphi_{o\,M}\ \mu\ \varphi_{o\,N})]\}, \end{aligned} \qquad (2.749)$$

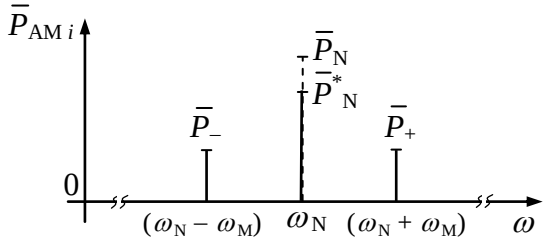
čia išvesdami pasinaudojome išraiška: $\sin\alpha\cdot\cos\beta = 0{,}5\cdot[\sin(\alpha+\beta) - \sin(\alpha-\beta)]$.

Iš (2.749) kyla *harmoniškai moduliuotos amplitudės signalo* $u_{\text{AM}}(t)$ *spektras* ω_k, o būtent – jis yra sudarytas iš dažninių ω_k spektro trijų sandų: ω_{N}, $(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})$ ir $(\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}})$, ir čia būtinai turi galioti akivaizdi sąlyga: $\omega_{\text{N}} > \omega_{\text{M}}$. Taip pat akivaizdu, kad nemoduliuoto nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ ir moduliuojančiojo $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$ signalų vidutinės galios atitinkamai $\overline{P}_{\text{N}}$ ir $\overline{P}_{\text{M}}$ tenkina sąlygą:

$$\overline{P}_{\text{N}} + \overline{P}_{\text{M}} = \overline{P}^{*}_{\text{N}} + \overline{P}_{-} + \overline{P}_{+}, \tag{2.750}$$

čia: $\overline{P}^{*}_{\text{N}}$ – moduliuoto nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ vidutinė galia; $\overline{P}_{-}$ ir $\overline{P}_{+}$ – dažninių ω_k spektro sandų $(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})$ ir $(\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}})$ atitinkamai vidutinės galios.

Akivaizdu, kad $\overline{P}^{*}_{\text{N}} < \overline{P}_{\text{N}}$, nes dalis $(\overline{P}_{\text{N}} - \overline{P}^{*}_{\text{N}})$ vidutinės galios po lygiai pasiskirsto dažninių ω_k spektro sanduose $(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})$ ir $(\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}})$. Tai parodyta 2.240 pav.

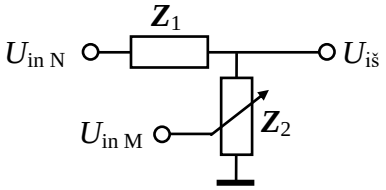


2.240 pav. Harmoniškai moduliuotos amplitudės – AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ dažnių ω_k spektras, čia $\overline{P}_{-} = \overline{P}_{+} = M \cdot \overline{P}^{*}_{\text{N}}/2$

Elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $u(t)$, amplitudė U_{o} gali būti keičiama bet kuriuo elektroniniu įrenginiu, turinčiu signalo $u_{\text{iš}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o}}(t)$ išėjime $U_{\text{iš}}$ elektroninį valdymą laike t. Šie elektroniniai įrenginiai gali būti *pasyvūs* bei *aktyvūs*.

2.3.1.1. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_{\text{o}}(t)$ (arba (ir) $I_{\text{o}}(t)$) keitimas laike *t*, taikant pasyvius elektroninius įrenginius – moduliatorius

Pasyviais elektroniniais įrenginiais, leidžiančiais realizuoti elektrinio signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}$, amplitudės U_{o} moduliaciją-manipuliaciją laike t, yra vadinami įrenginiai, neturintys savo sudėtyje elektriškai valdomų stiprintuvų. Elektrinio signalo $u(t)$ amplitudės $U_{\text{o}}(t)$ moduliacijos pasyvių elektroninių įrenginių klasikinis pavyzdys, leidžiantis realizuoti elektrinio signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ – nešlio, amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t, yra *elektroniškai valdomas įtampos daliklis*, kurio principinė elektroninė schema yra parodyta 2.241 pav.



$$u_{\text{iš}}(t) = |\boldsymbol{U}_{\text{N}} \cdot \boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{U}_{\text{M}})/[\boldsymbol{Z}_1 + \boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{U}_{\text{M}})]|$$

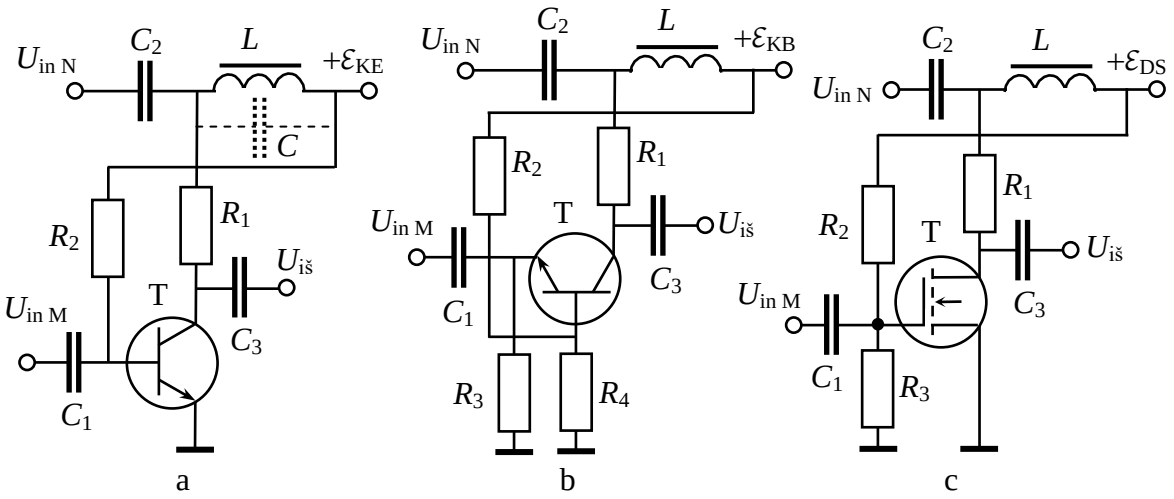
2.241 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis $\boldsymbol{Z}_1 \| \boldsymbol{Z}_2$, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją moduliuojančiu signalu $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$

Akivaizdu, kad 2.241 pav. parodytas signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliatorius-manipuliatorius gali būti realizuojamas pačiais įvairiausiais būdais. Svarbu, kad pasirinkti varžiniai elementai $\boldsymbol{Z}_{1,\,2}$ būtų tiesiniai ir kartu elektriškai valdomo varžinio elemento $\boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{U}_{\text{M}})$ modulis $|\boldsymbol{Z}_2|$ taip pat tiesiškai priklausytų nuo moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$ momentinės vertės $u_{\text{M}}(t)$:

$$|\boldsymbol{Z}_2| \equiv Z_2 = \overline{Z}_{o\,2}\cdot[1 + M_Z\cdot u_M(t)], \qquad (2.751)$$

čia: $M_Z = \Delta Z/\overline{Z}_{o\,2} \le 1$ – varžos $\boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{U}_M)$ modulio $|\boldsymbol{Z}_2|$ moduliacijos-manipuliacijos koeficientas; $\overline{Z}_{o\,2}$ – varžos $\boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{U}_M)$ modulio vidutinė – amplitudinė vertė, atitinkanti vertę, kai $\boldsymbol{U}_M = 0$.

Elektroniškai valdomas įtampos daliklis (2.241 pav.) gali būti padarytas su ominėmis varžomis R_1 ir $\tilde{R}$, kuriame elektroniškai valdomos varžos rezistorius $\tilde{R}$ gali būti dvipolis ar vienpolis tranzistorius T. Jų jungimo schemų variantai yra parodyti 2.242 pav.



2.242 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{o\ N}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją moduliuojančiuoju signalu $\boldsymbol{U}_M$, kai elektroniškai valdoma varža $\tilde{R}(t)$ yra dvipolis tranzistorius T, įjungtas BE (a) ir BB (b) jungimo schemoje, ir kai valdoma varža $\tilde{R}(t)$ yra indukuotojo n– kanalo MDP lauko tranzistorius T, įjungtas BI schemoje (c)

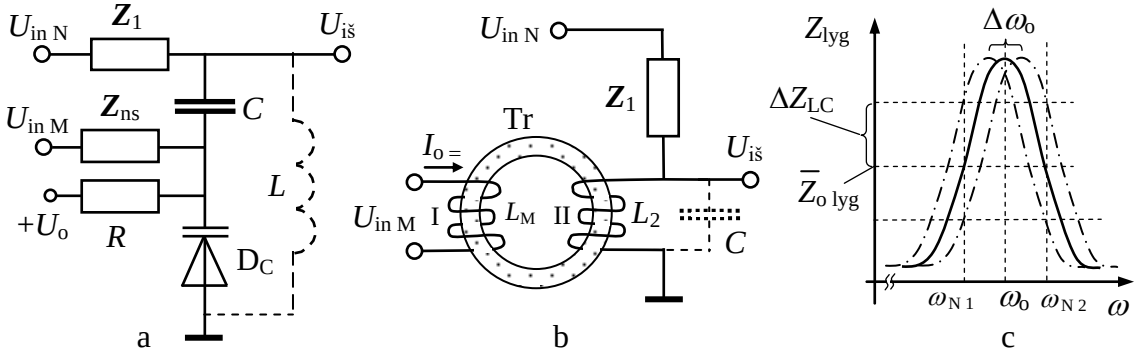
Iš 2.242 pav. matome, kad elektroniškai valdomas įtampos daliklis $R_1\|\tilde{R}$ yra sudarytas naudojant atitinkamo tranzistoriaus T varžą R_{KE} (a), R_{KB} (b) ir R_{DS} (c). 2.242 pav. parodyti rezistoriai $R_{2–4}$ leidžia laisvai nustatyti tranzistorių T veikos taško $\{I_{K,\,D\,o}, U_{KE(B),\,DS\,o}\}$ padėtį apkrovos R_1 tiesėje, kartu tai leidžia nustatyti pradinę – vidutinę tranzistoriaus T varžos $R_{KE,\,KB,\,DS}$ vertę, kai $\boldsymbol{U}_M = 0$. Kondensatoriai $C_{1–3}$ leidžia galvaniškai atskirti įėjimų $U_{N,\,M}$ ir išėjimo $U_{iš}$ grandines nuo tranzistorių T veikos taškų $\{I_{K,\,D\,o}, U_{KE(B),\,DS\,o}\}$ nustatančių rezistorinių grandinių. Indukcinio droselio L varža $Z_L = \omega_N\cdot L > (2–5)\cdot R_1$. Kitame variante lygiagrečiai L prijungiamas papildomas kondensatorius C, tai 2.242 pav. a, parodyta brūkšninėmis linijomis, ir sudaromas rezonansas – $\omega_o = (L\cdot C)^{1/2} = \omega_N$ – nešlio $\boldsymbol{U}_N$ ciklinis dažnis. Elektroniškai valdomi tranzistoriniai įtampos dalikliai gali būti taikomi elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio amplitudės $U_{o\,N}(t)$ moduliacijai-manipuliacijai laike t iki dešimčių ir kelių šimtų megahercų dažnių diapazone, o panaudojus šiuolaikinius selektyviai įterpto arba indukuoto n– kanalo Šotkio lauko tranzistorius (pirmoji d.– 1.120 pav.), šis diapazonas gali siekti iki kelių gigahercų ir daugiau.

Akivaizdu, kad elektroniškai valdomas įtampos daliklis (2.241 pav.) gali būti padarytas ir su reaktyviosiomis varžomis $\boldsymbol{Z}_{1,\,2}$, kuriose elektroniškai valdoma reaktyvioji varža $\boldsymbol{Z}_2$ gali būti talpa $\tilde{C}$ ar induktyvumo ritelė $\tilde{L}$. Jų jungimo schemų variantai yra parodyti 2.243 pav.

Iš 2.243 pav., a, matome: elektroniškai valdoma reaktyvioji varža $\boldsymbol{Z}_2$ yra varikapo D_C talpa C_{Dc}, kurios varža $Z_{C\,Dc} = [\omega_N\cdot C_{Dc}(u_M)]^{-1}$ yra moduliuojančiosios įtampos $\boldsymbol{U}_M$ momentinės vertės $u_M(t)$ funkcija, ir tai, analogiškai (2.751), gali būti išreikšta taip:

$$Z_{C\,Dc} = \overline{Z}_{o\,C\,Dc}\cdot[1 + M_C\cdot u_M(t)], \qquad (2.752)$$

čia: $M_C = \Delta Z_C/\overline{Z}_{o\ C\ Dc} \le 1$ – varikapo D_C varžos $\boldsymbol{Z}_{C\ Dc}(\boldsymbol{U}_M)$ modulio $|\boldsymbol{Z}_{C\ Dc}|$ moduliacijos koeficientas; $\overline{Z}_{o\ C\ Dc}$ – varžos $\boldsymbol{Z}_{C\ Dc}(\boldsymbol{U}_M)$ modulio vidutinė – amplitudinė vertė, kai $\boldsymbol{U}_M = 0$, ir



2.243 pav. Elektroniškai valdomas įtampos daliklis, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{o\ N}$ (t) moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiuoju signalu $\boldsymbol{U}_M$, kai elektroniškai valdoma reaktyvioji varža yra varikapo D_C talpa C_{Dc} (a) arba feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II induktyvumas L_2 (b)

ši vidutinė vertė $\overline{Z}_{o\ C\ Dc}$ yra nustatoma, parenkant pastoviosios įtampos U_o vertę. Moduliuojančioji įtama $u_M(t) = U_{o\,M}\cdot\sin(\omega_M\cdot t)$ paduodama per nuoseklųjį LC– kontūrą $\boldsymbol{Z}_{ns}$, kurio rezonansinis dažnis $\omega_{o\,ns} = \omega_M < \omega_N$.

Kitame variante, parodytame 2.243 pav., b, elektriškai valdoma reaktyvioji varža $\boldsymbol{Z}_2$ yra feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II induktyvumas L_2, kurio varžos $\boldsymbol{Z}_{L2}$ modulis $Z_{L2} = \omega_N\cdot L_2(u_M)$ yra moduliuojančiosios įtampos $\boldsymbol{U}_M$ momentinės vertės $u_M(t)$ funkcija, ir tai, analogiškai (2.751), gali būti išreikšta taip:

$$Z_{L2} = \overline{Z}_{o\,L2}\cdot[1 + M_L\cdot u_M(t)], \tag{2.753}$$

čia: $M_L = \Delta Z_L/\overline{Z}_{o\,L2} \le 1$ – feritinio transformatoriaus Tr antrinės apvijos – II varžos $\boldsymbol{Z}_{L2}(\boldsymbol{U}_M)$ modulio $|\boldsymbol{Z}_{L2}|$ moduliacijos koeficientas; $\overline{Z}_{o\,L2}$ – varžos $\boldsymbol{Z}_{L2}(\boldsymbol{U}_M)$ vidutinė – modulio vertė, kai $\boldsymbol{U}_M = 0$, ir ši vidutinė vertė $\overline{Z}_{o\ L2}$ yra nustatoma, parenkant pastoviosios srovės $I_{o=}$ vertę feritinio transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje – I, kurios induktyvumas yra L_M, nes ši srovė lemia ferito magnetinę skvarbą μ (2.525), ir tai daro įtaką antrinės apvijos – II induktyvumui L_2 (2.243 pav., b, srovės $I_{o=}$ grandinė nėra parodyta).

Kituose variantuose, parodytuose 2.243 pav., a ir b, atitinkamai su induktyvumo ritele L ir kondensatoriumi C, kurie yra pavaizduoti brūkšninėmis linijomis, elektriškai valdoma reaktyvioji varža $\boldsymbol{Z}_2$ yra rezonansinis LC– kontūras, pavyzdžiui, lygiagrečiojo jungimo, kurio varžos $\boldsymbol{Z}_{LC}$ modulis $Z_{lyg} = \{R^{-2} + [\omega\cdot C - 1/(\omega\cdot L)]^2\}^{-1/2}$ (2.83) priklauso ir nuo talpos C, ir nuo induktyvumo L, ir nuo dažnio ω. Taigi, parinkę moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio dažnį ω_N, atitinkantį rezonansinės charakteristikos $Z_{o\ lyg}(\omega)$ šlaito dažnius (2.243 pav., c), pavyzdžiui, $\omega_{N\,1} < \omega_o$ arba $\omega_{N\,1} > \omega_o$, turėsime galimybę keisti varžos $Z_{lyg}(\omega_{N\,1,\,2})$ vertę, keisdami LC– kontūro rezonansinio dažnio $\omega_o = (L\cdot C)^{-1/2}$ vertę, kuri yra keičiama moduliuojant atitinkamai talpos $C_{Dc\,o}$ (2.752) (2.243 pav., a) arba induktyvumo $L_{2\,o}$ (2.753) momentines vertes atitinkamai $C_{Dc}(t) = C_{Dc\,o} \pm \Delta C$ arba $L_2(t) = L_{2\,o} \pm \Delta L$.

Analogiškai (2.751), varžos $\boldsymbol{Z}_{LC}$ modulio Z_{lyg} kitimas gali būti išreikštas taip:

$$Z_{o\,lyg} = \overline{Z}_{o\,lyg}\cdot[1 + M_Z\cdot u_M(t)], \tag{2.754}$$

čia: $M_Z = \Delta Z_{lyg}/\overline{Z}_{olyg} \le 1$ – rezonansinio LC– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{LC}$ $(\boldsymbol{U}_M)$ modulio $|\boldsymbol{Z}_{LC}|$ moduliacijos koeficientas; $\overline{Z}_{o\ lyg}$ – varžos $\boldsymbol{Z}_{LC}$ $(\boldsymbol{U}_M)$ vidutinė – amplitudinė vertė, atitinkanti vertę, kai $\boldsymbol{U}_M = 0$.

Čia reikia pasakyti, kad šis (2.754) elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio amplitudės $U_o(t)$ moduliacijos-manipuliacijos metodas, besiriamentis LC– kontūro rezonansinio dažnio ω_o keitimu laike t, turi esminį trūkumą, nes, keičiant LC– kontūro rezonansinį dažnį ω_o, keičiasi ir LC– kontūro kokybė Q^* (2.84), (2.81), o kartu ir rezonansinės kreivės $Z_{lyg}(\omega)$ (2.243 pav.,

c) šlaitų statumas. Kita vertus, šiuo būdu veikiantys elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ moduliatoriai-manipuliatoriai yra naudojami iki kelių MHz. Taip pat akivaizdu, kad, priklausomai nuo pasirinktos reaktyviosios varžos $\boldsymbol{Z}_2$ pobūdžio (2.241 pav.), priklauso ir varžos $\boldsymbol{Z}_1$ parinkimo tipas, o būtent:

a) *kai turime reaktyviąją talpą* $\tilde{C}$ (2.243 pav., a), varža $\boldsymbol{Z}_1 = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{C1}} = (\mathrm{j}\cdot\omega_{\mathrm{N}}\cdot C_1)^{-1}$ arba $\boldsymbol{Z}_1 = R_1$. Tačiau šiuo atveju, moduliuojant signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ amplitudę $U_{\mathrm{o}}(t)$, keisis ir signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ fazė $\varphi_{\mathrm{iš}}$ išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ (2.47);

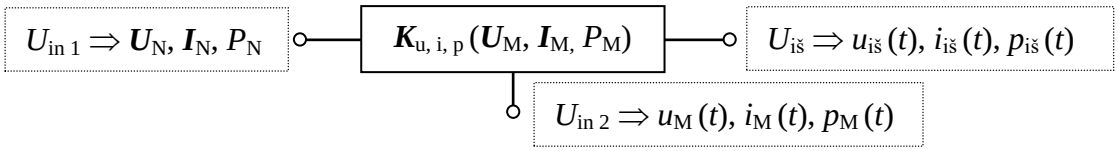
b) *kai turime reaktyvųjį induktyvumą* $\tilde{L}$ (2.241 pav., b), varža $\boldsymbol{Z}_1 = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{L1}} = \mathrm{j}\cdot\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_1$ arba $\boldsymbol{Z}_1 = R_1$. Tačiau šiuo atveju, moduliuojant signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ amplitudę $U_{\mathrm{o}}(t)$, taip pat keisis signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ fazė $\varphi_{\mathrm{iš}}$ išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ (2.74);

c) *kai turime rezonansinį LC– kontūrą* (2.241 pav., a ir b, su papildomais atitinkamais elementais L ir C, parodytais brūkšninėmis linijomis), varža $\boldsymbol{Z}_1 = R_1$.

Akivaizdu, kad elektroniškai valdomame įtampos daliklyje (2.241 pav.) moduliatoriaus valdomas varžos elementas $\boldsymbol{Z}_2$ gali būti ir bet koks kitas puslaidininkinis įtaisas, pavyzdžiui, fotorezistorius, ir t. t. Svarbu, kad panaudotas valdomasis parametrinis elementas pasižymėtų efektyvia varžos – impedanso priklausomybe nuo valdančiojo – moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ ir veiktų kuo platesniame dažnių ω_{in} diapazone $\Delta\omega_{\mathrm{in}}$.

2.3.1.2. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ (arba (ir) $I_{\mathrm{o}}(t)$) keitimas laike *t*, taikant aktyvius elektroninius įrenginius – moduliatorius

Aktyviais elektroniniais įrenginiais, leidžiančiais realizuoti elektrinio signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}$, amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t, yra vadinami įrenginiai, turintys savo sudėtyje elektriškai valdomus stiprintuvus. Klasikinis aktyvių elektroninių įrenginių taikymo signalo $\boldsymbol{U}$ amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ moduliacijai-manipuliacijai pavyzdys, leidžiantis realizuoti elektrinio signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio, amplitudės $U_{\mathrm{o\,N}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t, yra *elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas*, kurio ekvivalentinė schema – keturpolis yra parodyta 2.244 pav.



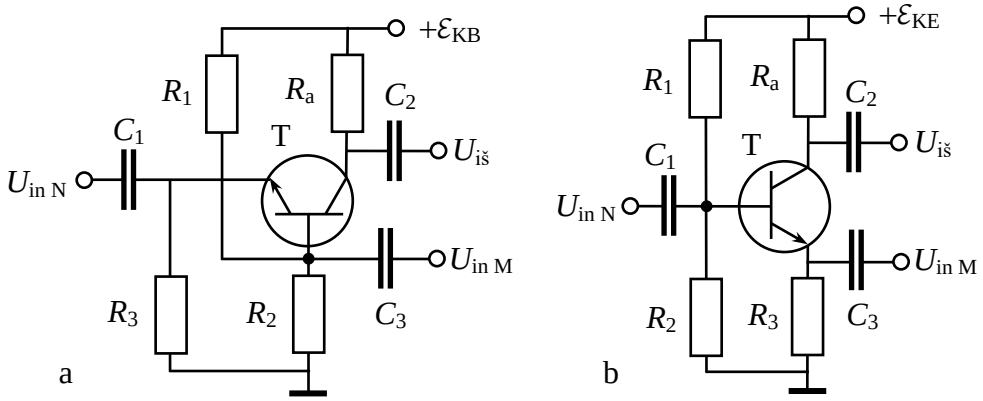
2.244 pav. Elektriškai valdomas elektroninis stiprintuvas $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i,\,p}}$ – moduliatorius-manipuliatorius, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ arba $\boldsymbol{I}_{\mathrm{N}}$, arba $\boldsymbol{P}_{\mathrm{N}}$ – nešlio, veikiančio įėjime $U_{\mathrm{in\,1}}$, amplitudės $U_{\mathrm{o\,N}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ arba $i_{\mathrm{M}}(t)$, arba $p_{\mathrm{M}}(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{\mathrm{in\,2}}$

Iš 2.244 pav. matome: elektrinio signalo $\boldsymbol{U}$ amplitudės $U_{\mathrm{o}}(t)$ moduliaciją-manipuliacija laike t yra gaunama keičiant įtampos $u_{\mathrm{iš}}(t)$ arba srovės $i_{\mathrm{iš}}(t)$, kartu ir galios $p_{\mathrm{iš}}(t)$, stiprintuvo išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ atitinkamus diferencialinius stiprinimo koeficientus $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i,\,p}}$. Kitaip tariant, $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i,\,p}}$ yra atitinkamo moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$, $i_{\mathrm{M}}(t)$ ir $p_{\mathrm{M}}(t)$ funkcija $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u,\,i,\,p}}(u_{\mathrm{M}}(t), i_{\mathrm{M}}(t), p_{\mathrm{M}}(t))$.

Akivaizdu, kad elementariausias elektriškai valdomas elektroninis stiprintuvas – signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ amplitudės $U_{\mathrm{o\ iš}}(t)$ išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ moduliatorius gali būti padarytas su vienu tranzistoriumi – dvipoliu arba vienpoliu.

Amplitudės moduliatoriuje su vienu dvipoliu tranzistoriumi yra panaudojama jo savybė – diferencialinio statumo S priklausomybė nuo kolektoriaus K pastoviosios srovės $I_{\mathrm{K}=}$, nes $S = I_{\mathrm{K}=}/\varphi_{\mathrm{T}}$ (pirmoji d.– (1.123), (1.146)). Ši priklausomybė gali būti realizuota BB

arba BE jungimo grandinėse taip, kaip tai yra parodyta 2.245 pav.



2.245 pav. Elektriškai valdomas elektroninis stiprintuvas BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{\mathrm{o\ N}}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{\mathrm{in\ M}}$

Iš 2.245 pav. matome: BB schemos atveju (2.245 pav., a) moduliuojančiu signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ yra veikiama dvipolio tranzistoriaus T bazės B grandinė, o BE schemos atveju (2.245 pav., b) – emiterio E grandinė. Abiejose schemose moduliuojamajam signalui $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešliui yra sudaroma mažo signalo sąlyga, o moduliuojančiajam signalui $u_{\mathrm{M}}(t)$ šios sąlygos nėra. Taigi, dėl santykinai didelio moduliuojančio signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ poveikio, tranzistoriaus T statumas S kinta, pavyzdžiui, pagal harmoninį dėsnį:

$$\boldsymbol{S} = \overline{S}_{\mathrm{o}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_{\mathrm{S}}), \tag{2.755}$$

čia: $\overline{S}_{\mathrm{o}}$ – vidutinė – amplitudinė $\boldsymbol{S}$ vertė, kai $u_{\mathrm{M}}(t) = 0$; φ_{S} – fazė.

Dėl besikečiančio statumo $\boldsymbol{S}$ (2.755) poveikio, signalas $u_{\mathrm{iš}}(t)$ išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ yra išreiškiamas taip:

$$u_{\mathrm{iš}}(t) = |\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\ b,\ e}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}| + |\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}} \cdot \boldsymbol{S} \cdot R_{\mathrm{a}}| \sim$$
$$\sim U_{\mathrm{o\ N}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{N}} \cdot t + \varphi_{\mathrm{N}}) \cdot [K_{\mathrm{u\ b,\ e}}(\omega_{\mathrm{N}}) + \overline{S}_{\mathrm{o}} \cdot R_{\mathrm{a}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t + \varphi_{\mathrm{M}})], \tag{2.756}$$

čia tarta, kad moduliuojamasis nešlio signalas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ taip pat kinta pagal harmoninį dėsnį.

Iš (2.756) matome, kad išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ amplitudė $U_{\mathrm{o\ iš}}$ yra moduliuota $\boldsymbol{S}$ kitimo dėsniu (2.755):

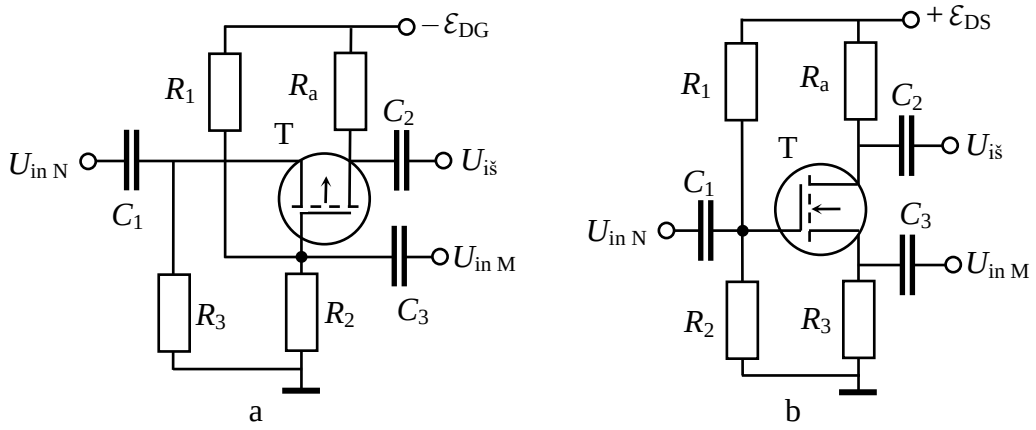
$$U_{\mathrm{o\ iš}}(t) \sim R_{\mathrm{a}} \cdot U_{\mathrm{o\ N}} \cdot \overline{S}_{\mathrm{o}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t + \varphi_{\mathrm{M}}). \tag{2.757}$$

Ši išraiška atitinka laiko t diagramą, parodytą 2.239 pav., a, kai yra tenkinama sąlyga: $K_{\mathrm{u\ b,\ e}}(\omega_{\mathrm{N}}) = \mathrm{const}$, ir, esant šiai sąlygai, išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ dažnių ω_k spektras atitinka 2.240 pav. parodytą spektrinę diagramą.

Amplitudės moduliatoriuje su vienu lauko* (*vienpoliu*) *tranzistoriumi signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ amplitudės $U_{\mathrm{o\ N}}(t)$ moduliacijai-manipuliacijai laike t yra panaudojama lauko tranzistoriaus savybė – diferencialinio statumo $S_{\mathrm{g,\ s}}$ priklausomybė nuo santakos D pastoviosios srovės $I_{\mathrm{D}=}$, nes $S_{\mathrm{g,\ s}} = 2 \cdot (I_{\mathrm{D\ max}} \cdot I_{\mathrm{D}})^{1/2} / |U_{\mathrm{s}}|$ (pirmoji d.– (1.257), (1.282)). Ši priklausomybė gali būti realizuota BU arba BI jungimo grandinėse taip, kaip tai yra parodyta 2.246 pav.

Iš 2.246 pav. matome: BU schemos atveju (2.246 pav., a) moduliuojančiu signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ yra veikiama lauko tranzistoriaus T užtūros G grandinė, o BI schemos atveju (2.244 pav., b) – ištakos S grandinė. Abiejose schemose moduliuojamajam signalui $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešliui yra sudaroma mažo signalo sąlyga, o moduliuojančiajam signalui $u_{\mathrm{M}}(t)$ šios sąlygos nėra. Taigi, dėl santykinai didelio signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ poveikio lauko tranzistoriaus T statumas $S_{\mathrm{g,\ s}}$ kinta, pavyzdžiui, pagal harmoninį dėsnį (2.755), ir todėl signalas $u_{\mathrm{iš}}(t)$ išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ yra išreiškiamas taip:

$$u_{\mathrm{iš}}(t) = |\boldsymbol{K}_{\mathrm{u\ g,\ s}} \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}| + |\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}} \cdot \boldsymbol{S}_{\mathrm{g,\ s}} \cdot R_{\mathrm{a}}| \approx$$
$$\approx U_{\mathrm{o\ N}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{N}} \cdot t + \varphi_{\mathrm{N}}) \cdot [K_{\mathrm{u\ g,\ s}}(\omega_{\mathrm{N}}) + \overline{S}_{\mathrm{o}} \cdot R_{\mathrm{a}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t + \varphi_{\mathrm{M}})], \tag{2.758}$$



2.246 pav. Elektriškai valdomas elektroninis stiprintuvas – moduliatorius BU (a) ir BI (b) stiprinimo pakopose su indukuoto p– (a) ir n– (b) kanalo MDP lauko tranzistoriais T, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{\rm o\ N}\,(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_{\rm M}\,(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{\rm in\,M}$

čia tarta, kad moduliuojamasis nešlio signalas $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ taip pat kinta pagal harmonių dėsnį.

Iš (2.758) matome, kad išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}\,(t)$ amplitudė $U_{\rm o\,iš}\,(t)$ yra moduliuota pagal statumo $\boldsymbol{S}_{\rm g,\,s}$ kitimo dėsnį (2.755):

$$U_{\rm o\,iš}\,(t) \approx R_{\rm a}\cdot U_{\rm o\,N}\cdot\overline{S}_{\rm o}\cdot\sin\,(\omega_{\rm M}\cdot t + \varphi_{\rm M}). \qquad (2.759)$$

Ši išraiška atitinka laiko t diagramą, parodytą 2.239 pav., a, kai yra tenkinama sąlyga: $K_{\rm u\,g,\,s}\,(\omega_{\rm N}) = {\rm const}$, ir, esant šiai sąlygai, išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}\,(t)$ dažnių ω_k spektras atitinka 2.240 pav. parodytą spektrinę diagramą.

Kaip ir dvipolio tranzistoriaus atveju, lauko tranzistoriaus koeficientai $\boldsymbol{K}_{\rm u,\,i,\,p} \neq {\rm const}$, nes jų vertė priklauso nuo srovių ir įtampų verčių tranzistoriaus išvaduose (pirmoji d.– (1.274), (1.297)). Todėl, bendriausiu atveju, tranzistorinės stiprinimo pakopos yra netiesiniai elementai, ir tai lemia signalo $u_{\rm iš}\,(t)$ dažnių ω_k spektro papildomą kitimą išėjime $U_{\rm iš}$, signalo $u_{\rm in}\,(t)$ įėjime $U_{\rm in}$ atžvilgiu, tai taip pat išnagrinėsime kituose poskyriuose.

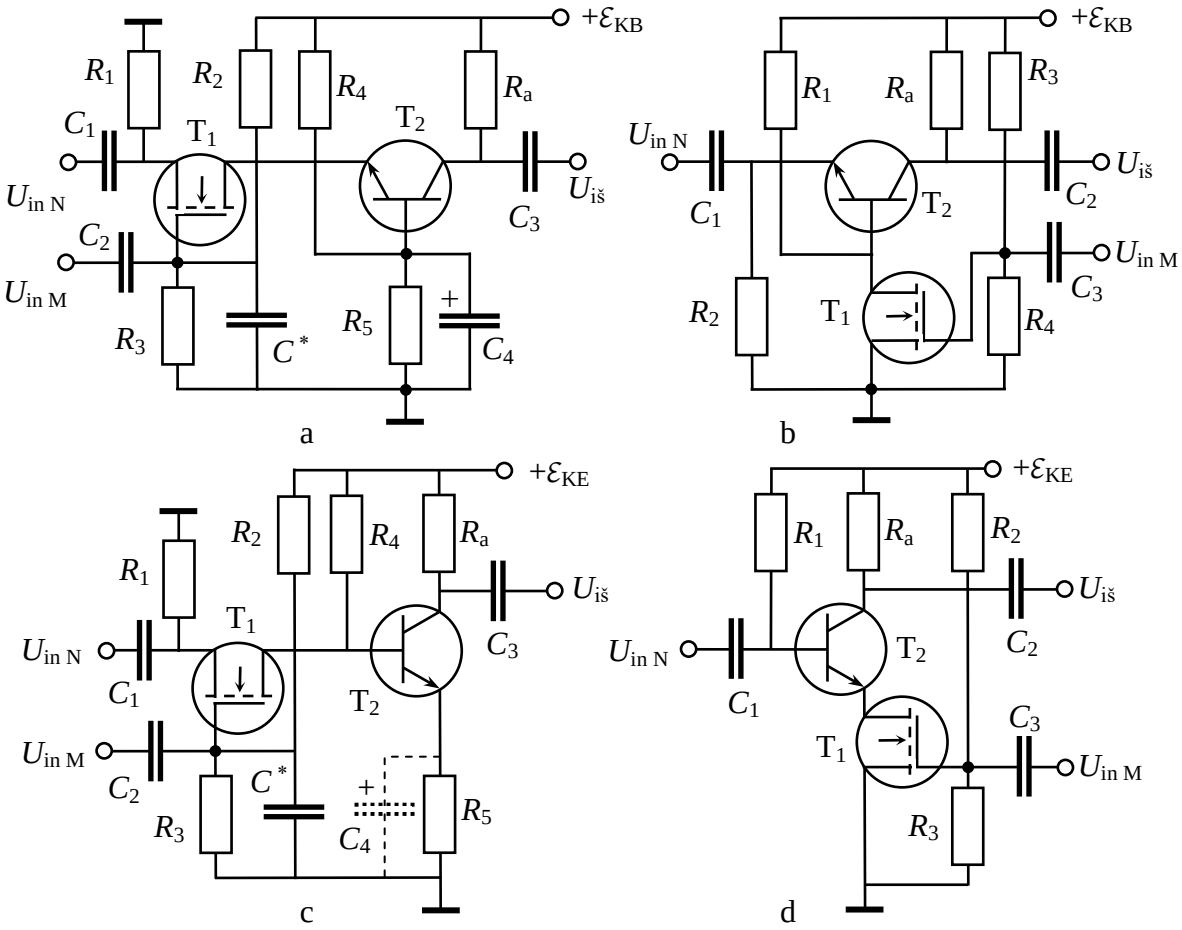
Tranzistorinės stiprinimo pakopos diferencialiniai koeficientai $\boldsymbol{K}_{\rm u,\,i,\,p}$ priklauso nuo grįžtamųjų ryšių (2.1.3) atitinkamose pakopose, ir todėl šį savybė yra dar vienas būdas gauti signalo $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ amplitudės $U_{\rm o}\,(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t. Akivaizdu, kad signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm N}$, amplitudės $U_{\rm o\ N}\,(t)$ moduliacijai-manipuliacijai laike t, reikia panaudoti elektriškai valdomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį stiprinimo pakopoje. Galimi šio metodo sprendimai, panaudojant *amplitudės moduliatoriaus „mišriąją" schemą*, yra parodyti 2.247 pav.

Iš 2.247 pav. matome: elektriškai valdomas neigiamojo grįžtamojo ryšio elementas – parametrinis rezistorius $\tilde{R}$ yra lauko tranzistorius T_1, kurio jungimo būdas priklauso nuo stiprinimo pakopos su dvipoliu tranzistoriumi T_2 jungimo schemos ir neigiamojo grįžtamojo ryšio elemento $\tilde{R}$ jungimo vietos pakopoje. Taigi, BB stiprinimo pakopoje su neigiamojo grįžtamojo ryšio elementu $\tilde{R}$ emiterio E grandinėje (2.247 pav., a), bei BE stiprinimo pakopoje – bazės B grandinėje (2.247 pav., c), lauko tranzistorius T_1 yra įjungtas į BU schemą (2.247 pav., a, c), o su neigiamojo grįžtamojo ryšio elementu $\tilde{R}$ bazės B grandinėje (BB atveju), bei emiterio E grandinėje (BE atveju) – lauko tranzistorius T_1 yra įjungtas į BI schemą (2.247 pav., b, d). Čia pasakysime, kad kondensatoriaus C^* (2.247 pav., a, c) talpa yra parenkama iš sąlygų:

$$R_2 >> 1/(\omega_{\rm N}\cdot C^*)\ \text{ ir }\ 1/(\omega_{\rm M}\cdot C^*) \geq (5\text{–}10)\cdot R_2, \qquad (2.760)$$

nes tai užtikrina nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ įtakos slopinimą neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinės elektroniniam valdymui moduliuojančiuoju signalu $u_{\rm M}\,(t)$.

Tai pat reikia pasakyti, kad 2.247 pav., b ir c, parodytuose „mišriuose" moduliatorių



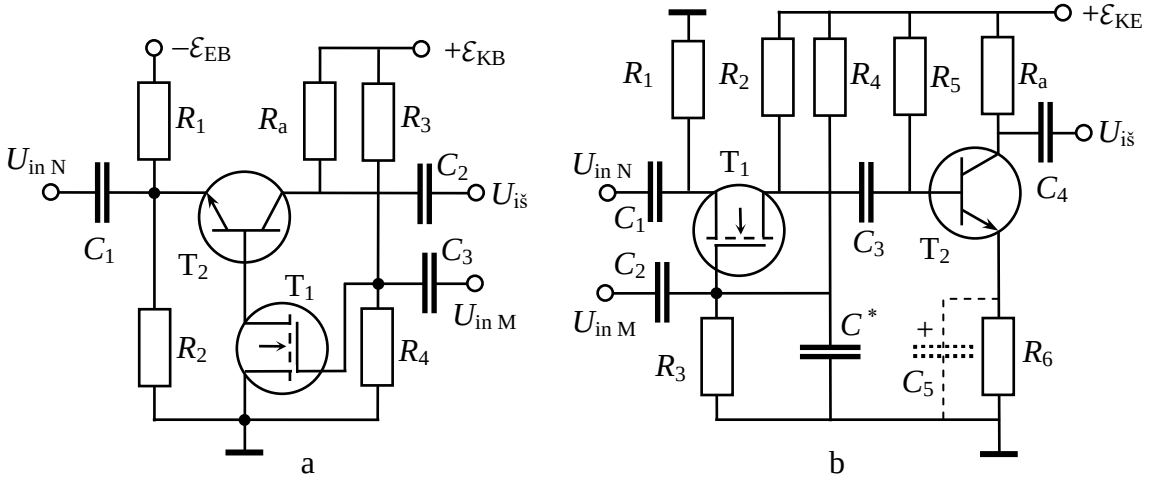
2.247 pav. Elektriškai valdomo neigiamojo grįžtamojo ryšio elektroninis stiprintuvas – moduliatorius BB (a, b) ir BE (c, d) stiprinimo pakopose su neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriumi $\tilde{R}$ – indukuotojo n– kanalo MDP lauko tranzistoriumi T_1, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{o\ N}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_M(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{in\,M}$

schemų variantuose yra gana stipri moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$ įtaka tranzistoriaus T_2 veikos taško $\{I_{K2\ o},\ U_{(KB2,\ KE2)\ o}\}$ padėčiai apkrovos R_a tiesėje, ir tai lemia nepageidaujamą statumo S_2 kitimą laike t. Šio poveikio nėra 2.247 pav., a ir d, parodytuose kituose „mišrių“ moduliatorių schemų variantuose, nes juose neigiamojo grįžtamojo ryšio grandinė yra santykinai gerai elektroniškai atskirta nuo tranzistoriaus T_2 veikos tašką $\{I_{K2\ o},\ U_{(KB2,\ KE2)\ o}\}$ nustatančios rezistorinės grandinės. Taigi, šis principas gali būti realizuotas ir 2.247 pav., b ir c, parodytuose moduliatorių variantuose taip, kaip tai parodyta 2.248 pav.

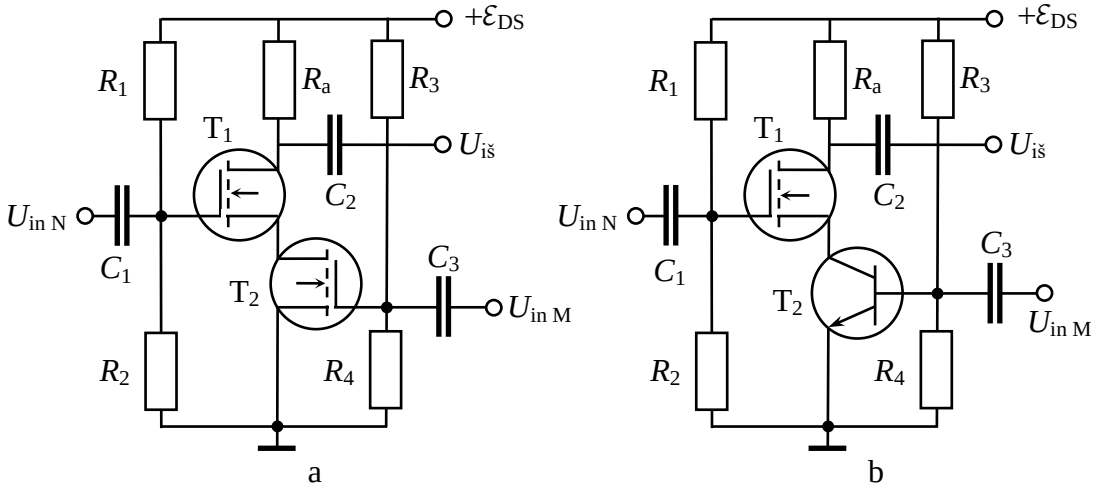
Analogiškai dvipolio tranzistoriaus atvejui (2.247 pav.), signalo $\boldsymbol{U}_N$ amplitudės $U_{o\,N}(t)$ moduliacijai-manipuliacijai laike t, elektriškai valdomas neigiamasis grįžtamasis ryšys gali būti realizuotas ir stiprinimo pakopose su lauko tranzistoriumi T_1 taip, kaip tai yra parodyta 2.249 pav.

Iš 2.249 pav. matome: vienu atveju elektriškai valdomas neigiamojo grįžtamojo ryšio parametrinis elementas $\tilde{R}$ yra indukuoto n– kanalo MDP lauko tranzistorius T_2 (2.249 pav., a), o kitu atveju – n–p–n dvipolis tranzistorius T_2 (2.249 pav., b). Čia pasakysime, kad abiem atvejais yra sunku realizuoti tik elektriškai valdomą neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, nes pveikio $u_M(t)$ metu kartu kinta ir lauko tranzistoriaus T_1 statumas S_1, o tai nepageidaujama.

Tranzistorinės stiprinimo pakopos diferencialiniai koeficientai $\boldsymbol{K}_{u,\ i,\ p}$ priklauso ir nuo apkrovos R_a varžos (pirmoji d.– (1.137), (1.162), 1.59 pav., 1.63 pav.), ir todėl šį savybė yra dar vienas būdas gauti signalo $\boldsymbol{U}_N$ amplitudės $U_{o\ N}(t)$ moduliaciją laike t. Akivaizdu, kad signalo $\boldsymbol{U}_N$ amplitudės $U_{o\ N}(t)$ moduliacijai-manipulicijai laike t reikia panaudoti elektriškai



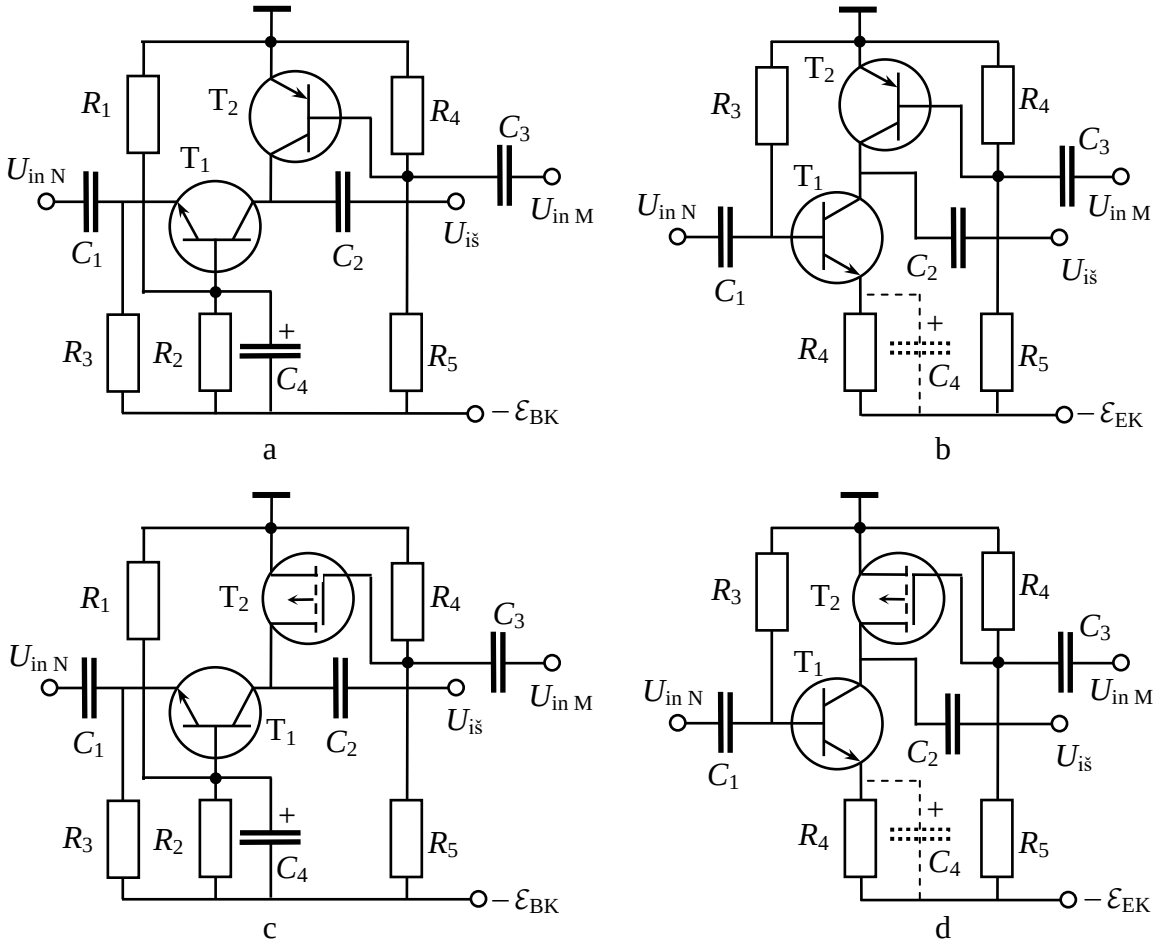
2.248 pav. Elektriškai valdomo neigiamojo grįžtamojo ryšio elektroninis stiprintuvas – moduliatorius BB (a) ir BE (b) stiprinimo pakopose, su neigiamojo grįžtamojo ryšio elementu $\tilde{R}$ – indukuotojo n– kanalo MDP lauko tranzistoriumi T_1, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{o\ N}\,(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_M\,(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{in\,M}$, kai yra sumažinta šio signalo įtaka dvipolio tranzistoriaus T_2 statumui S_2



2.249 pav. Elektriškai valdomo neigiamojo grįžtamojo ryšio – tranzistoriaus T_2 elektroninis stiprintuvas – moduliatorius su indukuoto n– kanalo MDP lauko tranzistoriumi T_1 BI stiprinimo pakopoje, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio įtampos amplitudės $U_{o\ N}\,(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiu signalu $u_M\,(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{in\,M}$

valdomą parametrinę apkrovos varžą $\tilde{R}_a\,(u_M\,(t))$. Galimi šio metodo sprendimai yra parodyti 2.250 pav.

Iš 2.250 pav. matome, kad elektroniškai valdoma apkrovos $\tilde{R}_a\,(u_M\,(t))$ varža yra dvipolis (2.250 pav., a, b) arba vienpolis (2.250 pav., c, d) tranzistorius T_2. Akivaizdu, kad atitinkamos stiprinimo pakopos dvipolis tranzistorius T_1 gali būti pakeistas vienpoliu tranzistoriumi, ir tai sudarys dar keturias galimas amplitudės $U_{o\,N}\,(t)$ moduliatoriaus schemas, kurios čia nėra parodytos. Čia taip pat pasakysime, jog ir šiuo metodu atliekant signalo $u_{iš}\,(t)$ išėjime $U_{iš}$ amplitudės $U_{o\ iš}\,(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t, neišvengiamai kinta ir dvipolio arba kituose schemos variantuose lauko tranzistoriaus T_1 statumas S. Ir, apskritai elektronikoje yra sunku realizuoti signalo $\boldsymbol{U}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}$) amplitudės $U_o\,(t)$ (arba (ir) $I_o\,(t)$)



2.250 pav. Elektroniškai valdomos apkrovos $\tilde{R}_a$ ($u_M(t)$) varžos – T_2 elektroninis stiprintuvas-moduliatorius su dvipoliu tranzistoriumi T_1 BB (a, c) ir BE (b, d) stiprinimo pakopose, leidžiantis atlikti elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$- nešlio įtampos amplitudės $U_{o\,N}(t)$ moduliaciją-manipuliaciją laike t moduliuojančiuoju signalu $u_M(t)$, veikiančiu moduliacijos įėjime $U_{in\,M}$

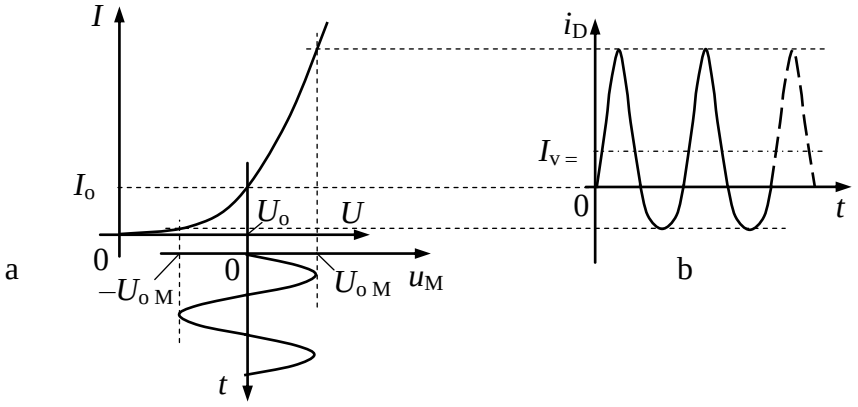
moduliaciją-manipuliaciją laike t tik kuriuo nors vienu būdu – elektriškai valdomu tranzistoriaus T statumu $S(u_M(t))$ arba elektriškai valdomu stiprinimo pakopos neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu $\gamma_{u,\,i}(u_M(t))$, arba elektriškai valdoma apkrovos $\tilde{R}_a(u_M(t))$ varža. Taigi, bendriausiu atveju dėl moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$ poveikio vienu metu kinta keli tranzistorinės stiprinimo pakopos parametrai, ir tai lemia *netiesinę moduliatoriaus veiką*, o tai daugeliu atvejų nėra pageidautina. Kita vertus, tranzistorių statumas S bei varža $R_{KB,\,KE,\,DS,\,DG}$ tarp atitinkamų tranzistoriaus išvadų yra įtampos $u_M(t)$ netiesinės funkcijos. Todėl yra svarbu išsiaiškinti, kokią įtaką turi netiesinis elementas, dažniausiai netiesinės varžos $\mathcal{R}(i,\,u)$, reakcijos signalo $u_{iš}(t)$ dažnių ω_k spektrui išėjime $U_{iš}$, kai netiesinį elementą veikia harmoninis poveikio signalas $\boldsymbol{U}_M$.

Čia reikia pasakyti, kad 2.246 pav.–2.248 pav. parodytose moduliatorių schemose su lauko tranzistoriumi BU pakopoje yra būtina užtikrinti galvaninę grandinę pastoviajai srovei I_D tarp ištakos S ir santakos D. Todėl šioje grandinėje negali būti skiriamojo kondensatoriaus.

Netiesinio elemento – diodo D srovės $i_D(t)$ dažnių ω_k spektras yra randamas iš 2.251 pav., a, parodytos tipinės lyginančiojo diodo D statinės VACh – $I(U)$ tiesiogine kryptimi, kuri atitinka *netiesinį varžos elementą* $\mathcal{R}(i,\,u)$.

2.251 pav., b, yra parodyta reakcijos – srovės $i_D(t)$ diode D laiko t diagrama, kai netiesinis elementas $\mathcal{R}(i,\,u)$ – diodas D yra veikiamas harmoninės poveikio $\boldsymbol{U}_M$ įtampos $u_M(t) = U_{o\,M}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ (2.251 pav., a).

Iš 2.251 pav., b, matome: netiesiniame varžos elemente $\mathcal{R}(i,\,u)$ – diode D tekanti srovė



2.251 pav. Tipinė lyginančiojo diodo D VACh – I (U) tiesiogine kryptimi (a) ir reakcijos – srovės i_D (t) diode D laiko t diagrama (b), kai diodas D – netiesinis elementas $\mathcal{R}$ (i, u) yra veikiamas harmoninės poveikio $\boldsymbol{U}_M$ įtampos $u_M(t) = U_{o\,M}\cdot\sin(\omega\cdot t)$ (a)

$i_D(t)$ nebeturi harmoninės funkcijos pavidalo, todėl jos dažnių ω_k spektras $\boldsymbol{A}_{o\,k}$ yra sudėtinis, kurį surasime išreikšdami srovę $i_D(t)$ taip:

$$i_D(\xi) = F_i[U_{o\,M}\cdot\cos(\xi),\, U_o], \tag{2.761}$$

čia: $\xi = \omega\cdot t + \varphi_i$ – nedimensinis kintamasis (funkcijos argumentas); $U_{o\,M}$ – poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_M$ amplitudė; U_o – pastovioji įtampa diode D – jo veikos taške $\{I_o, U_o\}$ (2.251 pav., a).

Iš (2.761) matome, kad ši išraiška yra periodinė argumento ξ atžvilgiu, jos periodas $T = (2\cdot\pi)$, todėl gali būti išreikšta Furjė eilute (2.149):

$$i_D(\xi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{I}_n\cdot\exp(j\cdot n\cdot\xi). \tag{2.762}$$

Išraiškoje (2.762) srovė $\boldsymbol{I}_n$ yra:

$$\boldsymbol{I}_n = (2\cdot\pi)^{-1}\cdot\int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_{o\,M}\cdot\cos(\xi),\, U_o]\cdot[\exp(-j\cdot n\cdot\xi)]\cdot d\xi. \tag{2.762a}$$

Kadangi funkcija F_i [$U_{o\,M}\cdot\cos(\xi)$, U_o] yra lyginė, tai Furjė eilutėje (2.762, a) bus nariai tik su $\cos x$ funkcija:

$$\left.\begin{aligned} i_D(\xi) &= I_{v=} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n\cdot\cos(n\cdot\omega\cdot t + n\cdot\varphi_i),\\ I_{v=} &= (2\cdot\pi)^{-1}\cdot\int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_{o\,M}\cdot\cos(\xi),\, U_o]\cdot d\xi,\\ I_n &= \pi^{-1}\cdot\int_{-\pi}^{\pi} F_i[U_{o\,M}\cdot\cos(\xi),\, U_o]\cdot\cos(n\cdot\xi)\cdot d\xi, \end{aligned}\right\} \tag{2.763}$$

čia: $n = 1, 2, 3, \ldots$

Iš (2.763) yra gaunama srovės i_D (t) dažninių ω_k spektro sandų ($n\cdot\omega$) bendriausio pavidalo išraiška netiesinėje varžoje $\mathcal{R}(i, u)$, kai ją veikia harmoninė poveikio įtampa $u_M(t) = U_{o\,M}\cdot\sin(\omega\cdot t)$:

$$i_D(t) = I_{v=} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n\cdot\cos(n\cdot\omega\cdot t + n\cdot\varphi_i). \tag{2.764}$$

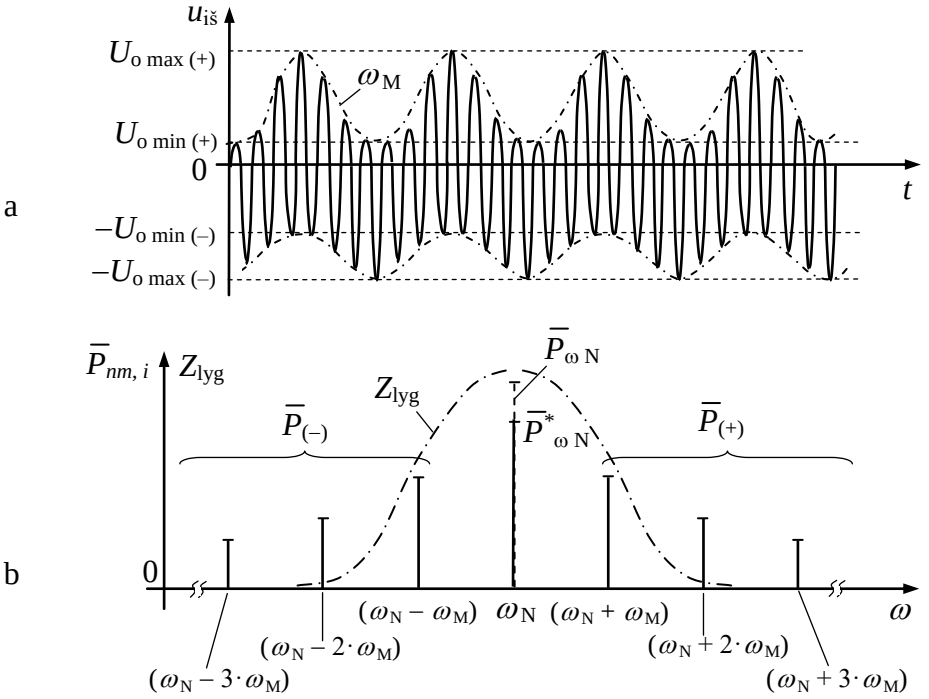
Apibendrinant galima teigti: bendriausiu atveju elektriškai valdomų parametrų elektroniniame stiprintuve – moduliatoriuje visada pasireiškia tiesinių parametrinių elementų $\tilde{R}(t)$, $\tilde{L}(t)$ ir $\tilde{C}(t)$ bei netiesinių elementų $\mathcal{R}(i, u)$, $\mathcal{L}(i, u)$ ir $\mathcal{C}(i, u)$ įtaka. Todėl, vienu metu veikiant įėjimą U_{in} harmoniniu signalu $\boldsymbol{U}_N$ – nešliu ir moduliuojančiuoju signalu u_M (t),

išėjime $U_{\text{iš}}$ reakcijos signalas $u_{\text{iš}}(t)$ nėra harmoninis, ir todėl jis turi *sudėtinį dažnių* ω_k *spektrą* $\boldsymbol{A}_k$, kurio *kombinacinių dažnių sandų* ω_{nm} vertes galima išreikšti taip:

$$\omega_{nm} = |n\cdot\omega_{\text{N}} \pm m\cdot\omega_{\text{M}}|, \tag{2.765}$$

čia: $n, m = 0, 1, 2, 3, ...$

Taigi, anksčiau aprašytų signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ – nešlio amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliatorių išėjime $U_{\text{iš}}$ reakcijos signalo $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t diagramos skiriasi nuo 2.239 pav., a, parodytos laiko t diagramos, o taip pat dažnių ω_k spektras $\boldsymbol{A}_k$ neatitinka 2.240 pav. parodytos situacijos. Bendriausiu atveju anksčiau aprašytų signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudės $U_{\text{o N}}$ moduliatorių išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $u_{\text{iš}}(t)$ laiko t diagrama ir jį atitinkantys dažnių ω_k spektro $\boldsymbol{A}_k$ vidutinių galių $\overline{P}_{nm}$ sandai, kai $n = 1$ ir $m = 0, 1, 2, 3$, yra parodyti 2.252 pav., atitinkamai a ir b.



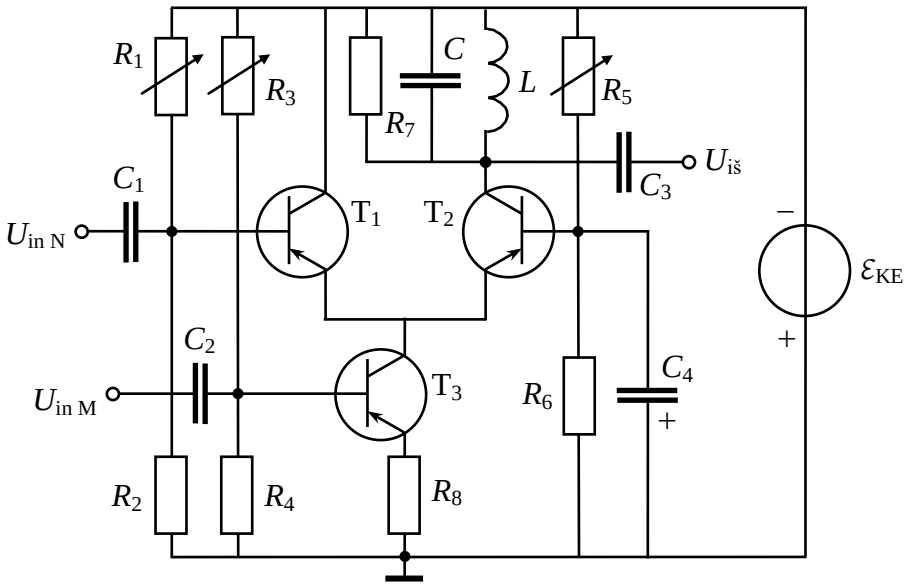
2.252 pav. Elektriškai valdomų parametrų tranzistorinio stiprintuvo – amplitudės moduliatoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ moduliuoto harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ – nešlio, moduliuojamo harmoniniu signalu $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$, laiko t diagrama $u_{\text{iš}}(t)$ (a) ir signalo $u_{\text{iš}}(t)$ išėjime $U_{\text{iš}}$ dažnių ω_k spektro $\boldsymbol{A}_k$ vidutinių galių P_{nm} sandai (b), kai $n = 1$ ir $m = 0, 1, 2, 3$, ir juostinio dažnių filtro – *LC*- kontūro varžos $Z_{\text{lyg}}(\omega)$ dažninė charakteristika (b)

Iš 2.252 pav., a, matome: dėl parametrinių ir netiesinių efektų poveikio, moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliacijos gylis – moduliacijos koeficientas M (2.746) yra skirtingas, o būtent, teigiamų pusperiodžių metu jis yra lygus M_{+}, o neigiamų pusperiodžių metu – lygus M_{-}, ir $M_{+} > M_{-}$. Taip pat teigiamų bei neigiamų pusperiodžių amplitudžių gaubiančiųjų (brūkšninės-taškinės kreivės 2.252 pav., a) fazės yra vienodos, o esant tik parametriniam poveikiui (2.239 pav., a), tos fazės yra priešingos. Akivaizdu, kad, norint gauti simetrinį moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ teigiamų ir neigiamų pusperiodžių amplitudžių moduliacijos gylį, kai $M_{+} = M_{-}$, reikia signalo $u_{\text{iš}}(t)$ dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_k$ (2.765) palikti tik tris dažnių ω_k sandus: ω_{N} ir $(\omega_{\text{N}} \pm \omega_{\text{M}})$. Tai galima padaryti moduliatoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ įjungus atitinkamą dažnių ω_k filtrą, pavyzdžiui, pralaidų juostinį dažnių filtrą, kurio dažninė charakteristika yra parodyta 2.252 pav., b, brūkšnine-taškine kreive. Taigi, anksčiau aprašytų tranzistorinių signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ moduliatorių išėjimuose $U_{\text{iš}}$ prijungę juostinį dažnių ω_k filtrą su dažnių pralaidumo juosta $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}} - \omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}} = 2\cdot\omega_{\text{M}}, \tag{2.766}$$

gausime simetrinį moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ teigiamų ir neigiamų pusperiodžių amplitudžių moduliacijos gylį su vienodomis moduliacijos koeficiento M (2.746) vertėmis.

Simetriškai moduliuotos amplitudės $\pm U_{\mathrm{o\,N}}(t)$ signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio *AM- moduliatoriaus schema su elektroniškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu stiprintuvu* yra parodyta 2.253 pav.



2.253 pav. Signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio amplitudės $U_{\mathrm{o\ N}}(t)$ moduliatoriaus schema su moduliuojančiuoju signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ elektriškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu (skirtuminiu) stiprintuvu $\mathrm{T}_{1\text{–}3}$, kuriame į tranzistoriaus T_2 apkrovą yra įjungtas juostinis dažnių filtras – lygiagretusis *LC*– kontūras

Iš 2.253 pav. matome: į skirtuminio stiprintuvo tranzistorių T_1-T_2 emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ grandinę, arba ištakų $\mathrm{S}_{1,\,2}$ grandinę su vienpoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$, yra įjungtas elektriškai valdomas srovės šaltinis $I(u_{\mathrm{M}}(t))$ – tranzistorius T_3, kurio kolektoriaus K_3 srovė $i_{\mathrm{K\,3}}(t)$, arba santakos D_3 srovė $i_{\mathrm{D\,3}}(t)$ lauko tranzistoriaus T_3 atveju, yra moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$, funkcija, kurių išraiškos yra:

$$u_{\mathrm{M}}(t) = U_{\mathrm{o\,M}}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,M}}) \;\Rightarrow\; i_{\mathrm{K\,3,\,D\,3}} \cong I_{\mathrm{o\,K\,3,\,o\,D\,3}}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,i}}), \quad (2.767)$$

čia: $I_{\mathrm{o\ K\ 3,\ o\ D\ 3}}$ – srovių $i_{\mathrm{K\ 3,\ D3}}(t)$ atitinkamos amplitudės, kurių vertės yra proporcingos harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ amplitudei $U_{\mathrm{o\,M}}$.

Tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2, arba santakos D_2, įtampa $u_{\mathrm{iš}}(t)$ yra skirtuminio – parafazinio signalo $\Delta\, u_{\mathrm{in\ p}}$ diferencinio stiprintuvo įėjime $U_{\mathrm{in\ N}}$ funkcija, pavyzdžiui, moduliuojamojo harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio $u_{\mathrm{N}}(t) = U_{\mathrm{o\,N}}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,N}})$, ir iš čia bei (2.767), pasinaudojus įtampų superpozicijos principu, galima parašyti:

$$u_{\mathrm{iš}}(t) = K_{\mathrm{u\,N}}\cdot u_{\mathrm{N}}(t) + i_{\mathrm{K\,2,\,D\,2}}(t)\cdot Z_{\mathrm{lyg}}(\omega), \quad (2.767\mathrm{a})$$

čia: $Z_{\mathrm{lyg}}(\omega)$ – lygiagrečijo *LC*– kontūro varžos $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{lyg}}$ modulio (2.83) dažninė charakteristika; $K_{\mathrm{u\ N}} = |\boldsymbol{U}_{\mathrm{iš\ (N)}}|/|\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}|$ – įėjime $U_{\mathrm{in\ N}}$ veikiančio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ – nešlio diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas, kai diferencinio stiprintuvo (2.253 pav.) valdymo įėjime $U_{\mathrm{in\ M}}$ moduliuojančiojo signalo įtampa $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}} = 0$.

Iš išraiškų (2.767) ir (2.767a), diferencinio stiprintuvo (2.253 pav.) su dvipoliais tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atveju, turime:

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{iš}}(t) &\cong K_{\mathrm{u\,N}}\cdot u_{\mathrm{N}}(t) + u_{\mathrm{EB\,2}}(t)\cdot S_2\cdot Z_{\mathrm{lyg}}(\omega) \cong K_{\mathrm{u\,N}}\cdot u_{\mathrm{N}}(t) + u_{\mathrm{N}}(t)\cdot S_2\cdot Z_{\mathrm{lyg}}(\omega) \cong \\ &\cong U_{\mathrm{o\,N}}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,N}})\cdot[K_{\mathrm{u\,N}} + (\alpha_2\cdot i_{\mathrm{K\,3}}\cdot Z_{\mathrm{lyg}}(\omega)/\varphi_{\mathrm{T}})] \cong \\ &\cong U_{\mathrm{o\,N}}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,N}})\cdot\{K_{\mathrm{u\,N}} + [\alpha_2\cdot S_3\cdot U_{\mathrm{o\,M}}\cdot Z_{\mathrm{lyg}}(\omega)\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{o\,i}})]/\varphi_{\mathrm{T}}\}, \quad (2.768) \end{aligned}$$

čia: $S_2 \cong i_{\mathrm{K\,2}}/|\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}|$ – tranzistoriaus T_2 statumas ir yra pasirinkta įtampos vertė $u_{\mathrm{EB\ T\,2}} \cong |\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}| \cong$

$\cong u_{\rm N}(t)$, nes tai kyla iš tranzistoriaus T_1 veikos EK schemoje; $S_2 \cong i_{\rm K\,2}/\varphi_{\rm T}$, $i_{\rm K\,2} \cong \alpha_2 \cdot i_{\rm K3}$ ir $i_{\rm K\,3} \cong S_3 \cdot u_{\rm M}$; $S_3 \cong i_{\rm K\,3}(u_{\rm M}(t))/\varphi_{\rm T}$ – tranzistoriaus T_3 statumas; α_2 – tranzistoriaus T_2 emiterio E_2 srovės perdavimo koeficientas BB schemoje.

Iš išraiškų (2.767) ir (2.767a), diferencinio stiprintuvo (2.253 pav.) su lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$ atveju turime:

$$\begin{aligned} u_{\rm iš}(t) = K_{\rm u\,N}\cdot u_{\rm N}(t) + u_{\rm SG\,2}(t)\cdot S_{\rm g2}\cdot Z_{\rm lyg}(\omega) \cong K_{\rm u\,N}\cdot u_{\rm N}(t) + u_{\rm N}(t)\cdot S_{\rm g\,2}\cdot Z_{\rm lyg}(\omega) \cong \\ \cong u_{\rm N}(t)\cdot[K_{\rm u\,N} + 2\cdot(i_{\rm D\,3}\cdot I_{\rm D\,max\,2}/2)^{1/2}\cdot Z_{\rm lyg}(\omega)/|U_{\rm s\,2}|] \cong \\ \cong u_{\rm N}(t)\cdot[K_{\rm u\,N} + 2\cdot(u_{\rm GS\,3}(t)\cdot S_{\rm s\,3}\cdot I_{\rm D\,max\,2}/2)^{1/2}\cdot Z_{\rm lyg}(\omega)/|U_{\rm s\,2}|] \cong \\ \cong U_{\rm o\,N}\cdot\sin(\omega_{\rm N}\cdot t + \varphi_{\rm o\,N})\cdot[K_{\rm u\,N} + 2\cdot(U_{\rm o\,M}\cdot\sin(\omega_{\rm M}\cdot t + \varphi_{\rm o\,M})\cdot S_{\rm s\,3}\cdot I_{\rm D\,max\,2}/2)^{1/2}\times \\ \times Z_{\rm lyg}(\omega)/|U_{\rm s\,2}|], \end{aligned} \qquad (2.768a)$$

čia: $S_{\rm g\,2} \cong i_{\rm D\,2}/|\boldsymbol{U}_{\rm N}|$ – tranzistoriaus T_2 statumas BU schemoje ir yra pasirinkta įtampos vertė $u_{\rm SG\,2} \cong |\boldsymbol{U}_{\rm N}| \cong u_{\rm N}(t)$, nes tai kyla iš tranzistoriaus T_1 veikos IK schemoje, ir kartu $S_{\rm g\,2} \cong$ $\cong 2\cdot(i_{\rm D\,3}\cdot I_{\rm D\,max\,2}/2)^{1/2}/|U_{\rm s\,2}|$, ir čia tarta, kad $i_{\rm D\,2} \cong i_{\rm D\,3}/2$; $S_{\rm s\,3} \cong i_{\rm D\,3}/u_{\rm SG\,3} \cong i_{\rm D\,3}/|\boldsymbol{U}_{\rm M}|$ – tranzistoriaus T_3 statumas BI schemoje ir $u_{\rm SG\,3}(t) \cong u_{\rm M}(t)$, $I_{\rm D\,max\,2}$ ir $U_{\rm s\,2}$ – tranzistoriaus T_2 pamatiniai parametrai.

Iš gautų išraiškų (2.768) ir (2.768a) matome: moduliatoriaus (2.253 pav.) išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}(t)$ dažnių ω_k spektras $\boldsymbol{A}_k$ yra lemiamas dviejų harmoninių signalų $\boldsymbol{U}_{\rm M}$ ir $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ sandaugos, ir todėl, esant tik šiai sandaugai, išėjimo $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}(t)$ laiko t diagrama atitiktų 2.239 pav., a, parodytą laiko t diagramą, o kartu ir 2.240 pav. parodytą dažnių ω_k spektrinę diagramą. Tačiau gautose išraiškose (2.768) ir (2.768a) yra tranzistoriaus T_3 netiesiniai parametrai $S_3(\boldsymbol{U}_{\rm M})$ (2.768) ir $S_{\rm s\,3}(\boldsymbol{U}_{\rm M})$ (2.768a), dėl kurių įtakos išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}(t)$ laiko t diagrama ir dažnių ω_k spektras $\boldsymbol{A}_k$ skiriasi nuo parodytų atitinkamai 2.239 pav., a, ir 2.240 pav., tačiau atitinka laiko t diagramą $u_{\rm iš}(t)$ ir dažnių ω_k spektrą $\boldsymbol{A}_k$, parodytus 2.252 pav.

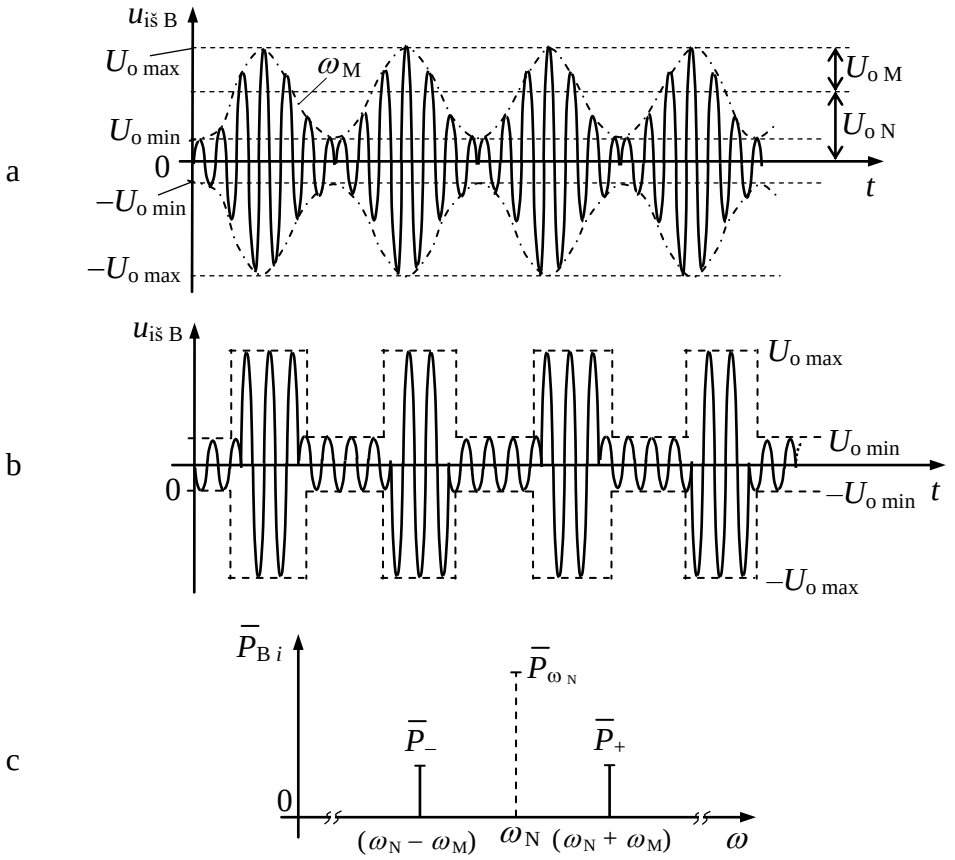
Kita vertus, gautose išraiškose (2.768) ir (2.768a) moduliatoriaus (2.253 pav.) išėjime $U_{\rm iš}$ signalas $u_{\rm iš}(t)$ yra lemiamas rezonansinio LC– kontūro varžos $Z_{\rm lyg}(\omega)$, kurios vertė priklauso nuo dažnio $\omega_{\rm N}$, ir tai 2.252 pav., b, yra parodyta brūkšnine-taškine kreive. Taigi, matome, kai $\omega_{\rm N} \Rightarrow 0$ arba ∞, $Z_{\rm lyg} \Rightarrow 0$, ir iš (2.768) bei (2.768a) gauname, kad $u_{\rm iš}(t) \cong$ $\cong K_{\rm u\,N}\cdot u_{\rm N}(t)$ – išėjime $U_{\rm iš}$ turime tik dažnių ω_k spektro $\boldsymbol{A}_k$ sandą $\omega_{\rm N}$. Kai $\omega \approx \omega_{\rm N} \pm \omega_{\rm M} \approx$ $\approx \Delta\omega = \omega_{\rm o}/Q^*$ (2.29 pav.), tai LC– kontūro praleidžiamų dažnių juostoje varžos $Z_{\rm lyg}$ vertė yra pakankamai didelė, ir todėl išėjime $U_{\rm iš}$ signalo $u_{\rm iš}(t)$ laiko t diagrama ir dažnių ω_k spektras $\boldsymbol{A}_k$ atitinka parodytus atitinkamai 2.239 pav., a, ir 2.240 pav. – turime moduliuotos amplitudės AM- signalą. Čia pasakysime, kad 2.253 pav. parodytoje nešlio signalo $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ amplitudės $U_{\rm o\,N}(t)$ moduliatoriaus schemoje keičiamos varžos rezistoriumi R_1 (arba R_5) – potenciometru yra nustatoma tranzistoriaus T_2 A- klasės veika, o potenciometru R_3 yra nustatoma srovės $I_{\rm o\,K\,3}$, arba $I_{\rm o\,D\,3}$, vertė tranzistoriuje T_3 – įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm M}$ valdomos srovės šaltinyje.

Iš 2.240 pav. ir 2.252 pav., b, matome: moduliuotos amplitudės AM- signalo, kurį ir toliau žymėsime su indeksu AM – $u_{\rm AM}(t)$, dažnių ω_k spektro $\boldsymbol{A}_k$ sandas $\omega_{\rm N}$ neturi informacijos dažnio $\omega_{\rm M}$, įrašytos moduliuojančiuoju signalu $u_{\rm M}(t)$. Moduliuojančiuoju signalu $u_{\rm M}(t)$ perduodama informacija yra tik dažnių ω_k sanduose $(\omega_{\rm N} \pm \omega_{\rm M})$ ir kituose kombinaciniuose dažniuose ω_{nm} (2.765), kai $m \neq 0$. Čia reikia pasakyti, kad moduliuotos amplitudės signalą $u_{\rm AM}(t)$ yra įprasta vadinti *AM- signalu*, kurio dažninių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ skirtuminį sandą $\omega_- = \omega_{\rm N} - \omega_{\rm M}$ – *žemesniuoju šoniniu moduliacijos dažniu*, o dažninių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ suminį sandą $\omega_+ = \omega_{\rm N} + \omega_{\rm M}$ – *aukštesniuoju šoniniu moduliacijos dažniu*. Akivaizdu, kad radijo ryšio (transliacijos) siųstuvo antena išspinduliuoti į „eterį“ AM- signalo nešlį $\boldsymbol{U}_{\rm N} - \omega_{\rm N}$ nėra racionalu, nes tai reikalauja papildomų energinių sąnaudų, neduodančių informacijos perdavimo „eteriu“. Todėl yra tikslinga atlikti signalo $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ – nešlio moduliaciją taip, kad tokiu būdu moduliuoto signalo $u_{\rm iš\,B}(t)$ dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ nebūtų nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ dažnio $\omega_{\rm N}$. Iš AM- signalo $u_{\rm AM}(t)$ išraiškos (2.749) matome, kad tokį signalą $u_{\rm iš\,B}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\text{iš B}}(t) = U_{\text{o N}} \cdot M \cdot \sin(\omega_{\text{M}} \cdot t \pm \varphi_{\text{o M}}) \cdot \cos(\omega_{\text{N}} \cdot t \pm \varphi_{\text{o N}}) =$$
$$= 0{,}5 \cdot M \cdot U_{\text{o N}} \cdot \sin[(\omega_{\text{M}} + \omega_{\text{N}}) \cdot t \pm \varphi_{\text{o M}} \pm \varphi_{\text{o N}})] -$$
$$- 0{,}5 \cdot U_{\text{o N}} \cdot \sin[(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}}) \cdot t \pm \varphi_{\text{o M}} \text{ µ } \varphi_{\text{o N}})], \qquad (2.769)$$

čia nėra dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sando $\boldsymbol{U}_{\text{N}} - \omega_{\text{N}}$.

Moduliacijos metodas, leidžiantis gauti moduliuotą signalą $u_{\text{iš B}}(t)$, kuriame nėra nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažnio ω_{N} ir turinčio laiko t diagramą (2.769), yra vadinamas *balansine amplitudine moduliacija* – BAM- signalas. Tokio signalo laiko t diagrama $u_{\text{iš B}}(t)$ ir dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų vidutinių galių $\overline{P}_{nm}$ sandai nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažnio ω_{N} aplinkoje yra parodyti 2.254 pav., atitinkamai a, c ir b.



2.254 pav. Harmoninio signalo, pavyzdžiu, nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$, balansinė moduliacija, kai $U_{\text{o N}}(t)$ – harmoninė funkcija (a), ir amplitudės balansinė manipuliaciją, kai $U_{\text{o N}}(t)$ yra impulsų pavidalo, pavyzdžiui, meandro pavidalo funkcija (b), ir balansiškai moduliuotos amplitudės signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ – BAM- signalo dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų vidutinės galios (c), čia: $\overline{P}_{-} = \overline{P}_{+} = M \cdot \overline{P}_{\omega_{\text{N}}}/2$

Iš 2.254 pav., a ir b, matome: moduliuojamojo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ – nešlio amplitudės $U_{\text{o N}}(t)$ atitinkamai *balansinės moduliacijos* ir *balansinės manipuliacijos* atvejais išėjime $U_{\text{iš}}$ signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ laiko t diagramoje – oscilogramoje yra nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažnis ω_{N}, o balansiškai amplitude moduliuoto signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ (2.254 pav., c) tokio dažnio sando nėra (2.252 pav., c, brūkšnine tiese yra parodyta nemoduliuoto nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ vidutinė galia $\overline{P}_{\omega_{\text{N}}}$). Analogiškai AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ pavadinimui, balansiškai moduliuotos amplitudės signalą $u_{\text{iš B}}(t)$ vadinsime *BAM- signalu*. Kad BAM- signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ dažnių ω_k spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ nėra sando su nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažniu ω_{N}, matome iš signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ oscilogramos (2.254 pav., a ir b). Iš jos paaiškėja, kad kai nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ gaubiamoji (brūkšninė-taškinė kreivė) pereina minimumą $\pm U_{\text{o min}}$, nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ užpildos dažniui ω_{N} nesikeičiant, pradinė fazė $\varphi_{\text{o N}}$ šuoliškai pasikeičia

$\pm 180^{o}$ arba $\pm\pi$ rad. Todėl laiko t atkarpoje $\Delta t >> T_{\rm M}$, BAM- signalo trukmės Δt srityse, kuriose nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ užpildos dažnis $\omega_{\rm N}$ toks pat, o fazės $\pm\varphi_{\rm o\,N}$ – priešingos, nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ atitinkami signalai sumuojasi ir naikina vienos kitą. Todėl dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ nebelieka sando $\omega_{\rm N}$.

Akivaizdu, kad radijo ryšio (transliacijos) siųstuvo antenos spinduliuotė į „eterį“ tampa dar efektyvesnė, kai iš AM- signalo $u_{\rm iš\,AM}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ (2.240 pav.) yra spinduliuojamas tik kuris nors venas šoninis moduliacijos dažnis, pavyzdžiui, aukštesnysis šoninis moduliacijos dažnis $\omega_{+} = \omega_{\rm N} + \omega_{\rm M}$, kurį, taip pat žemesnįjį šoninį moduliacijos dažnį $\omega_{-} = \omega_{\rm N} - \omega_{\rm M}$, vadinsime *vienpusiškai moduliuotos amplitudės signalu* $u_{\rm iš\,V}(t)$ – *VAM-signalu*. Iš AM- signalo $u_{\rm AM}(t)$ išraiškos (2.749) matome, kad aukštesnįjį VAM- signalą $u_{\rm iš\,V+}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\rm iš\,V+}(t) = U_{\rm o\,N}\cdot\cos(\omega_{\rm N}\cdot t \pm \varphi_{\rm o\,N}) + \\ + 0{,}5\cdot M\cdot U_{\rm o\,N}\cdot\{\sin[(\omega_{\rm M} + \omega_{\rm N})\cdot t \pm \varphi_{\rm o\,M} \pm \varphi_{\rm o\,N})]\}, \quad (2.770)$$

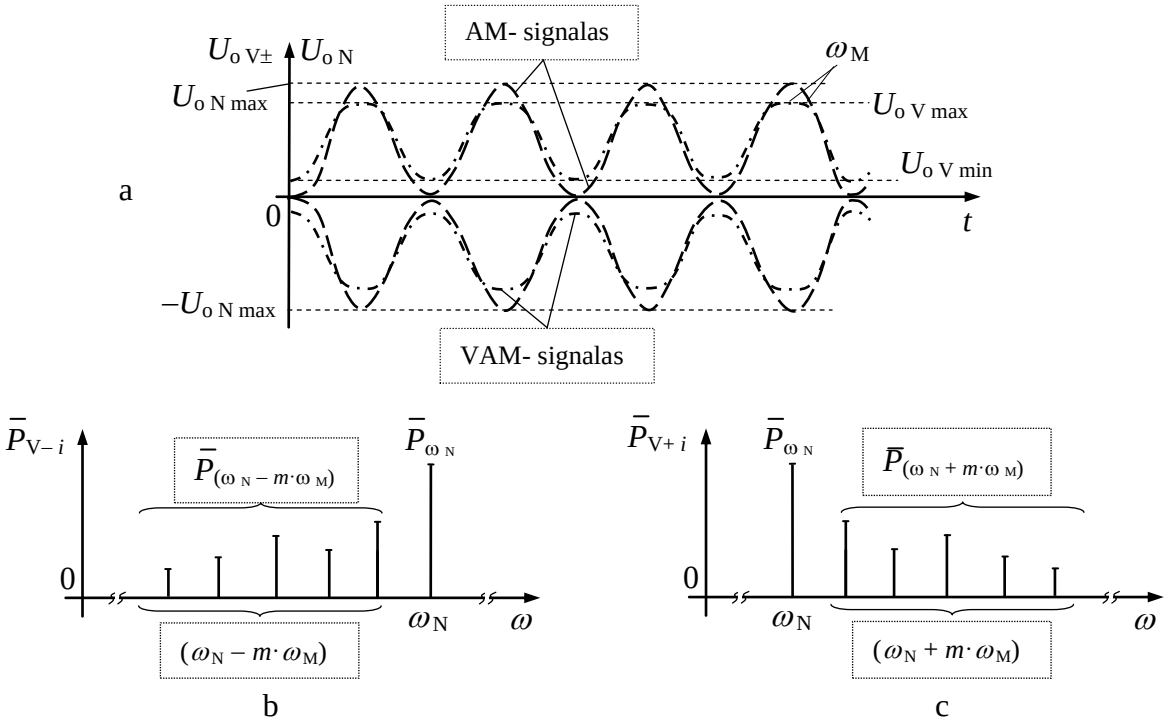
čia nėra dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sando $\omega_{-} = \omega_{\rm N} - \omega_{\rm M}$.

Analogiškai žemesnįjį VAM- signalą $u_{\rm iš\,V-}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\rm iš\,V-}(t) = U_{\rm o\,N}\cdot\cos(\omega_{\rm N}\cdot t \pm \varphi_{\rm o\,N}) - \\ - 0{,}5\cdot U_{\rm o\,N}\cdot\{\sin[(\omega_{\rm N} - \omega_{\rm M})\cdot t \pm \varphi_{\rm o\,M}\ \mu\ \varphi_{\rm o\,N})]\}, \quad (2.771)$$

čia nėra dažnių ω_k spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sando $\omega_{+} = \omega_{\rm N} + \omega_{\rm M}$.

2.255 pav., a, yra parodyta VAM- signalo $u_{\rm iš\,V\pm}(t)$ amplitudės $U_{\rm o\,V\pm}(t)$ gaubiamoji kartu su AM- signalo $u_{\rm AM}(t)$ (2.725) amplitudės $U_{\rm o\,N}(t)$ gaubiamąja, kai $M = 1$, ir ten pat pozicijose b ir c yra parodyti VAM- signalų $u_{\rm iš\,V\pm}(t)$ dažnių ω_{nm} spektrų $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų vidutinių galių $\overline{P}_k$ dažniniai sektoriai nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ dažnio $\omega_{\rm N}$ aplinkoje.

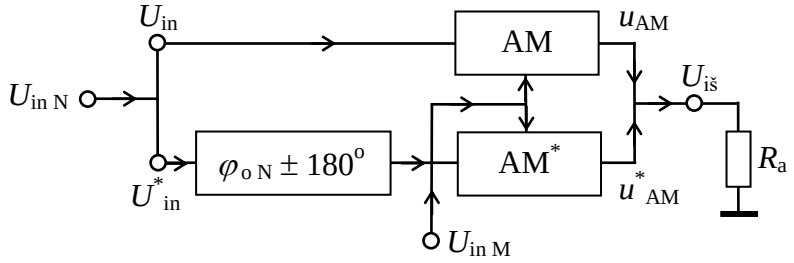


2.255 pav. VAM- signalų $u_{\rm iš\,V\pm}(t)$ amplitudės $U_{\rm o\,V\pm}(t)$ gaubiamoji ir AM- signalo $u_{\rm AM}(t)$ (2.749) amplitudės $U_{\rm o\,N}(t)$ gaubiamoji (a), kai $M = 1$, ir VAM-signalų $u_{\rm iš\,V\pm}(t)$ dažnių ω_k spektrų $\boldsymbol{A}_k$ sandų vidutinės galios $\overline{P}_k$ dažnių sektoriai nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ dažnio $\omega_{\rm N}$ aplinkoje (b) ir (c), čia $m = 1, 2, 3, ...$

Iš 2.255 pav. matome: VAM- signalų $u_{\rm iš\,V\pm}(t)$ amplitudės $U_{\rm o\,V\pm}(t)$ gaubiamoji skiriasi

nuo AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.749) amplitudės $U_{o\,N}(t)$ gaubiamosios, kuri atitinka harmoninio moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_M$ diagramą laike *t,* o VAM- signalų $u_{iš\,V\pm}(t)$ amplitudės $U_{o\,V\pm}(t)$ gaubiamoji nėra harmoninė funkcija, ir tai yra esminis vienpusės amplitudės moduliacijos trūkumas, nes tai lemia netiesinius signalo $\boldsymbol{U}_M$ iškreipius. Kita vertus, iš VAM- signalų $u_{iš\,V\pm}(t)$ dažnių ω_{nm} spektrų $\boldsymbol{A}_{nm}$ (2.255 pav., b ir c) matome, kad šis moduliacijos atvejis iš esmės skiriasi nuo AM- moduliacijos (2.240 pav.). O būtent, BAM- signalas $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) iš AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.749) gali būti gaunamas pasyvaus arba aktyvaus amplitudės moduliatoriaus išėjime $U_{iš}$ papildomai įjungus užtvarinį juostinį dažnių filtrą, nepraleidžiantį nešlio $\boldsymbol{U}_N$ signalo. Akivaizdu, kad šis paprastas BAM- signalo formavimo būdas reikalauja juostinio užtvarinio filtro su labai siaura nepraleidžiamų dažnių juosta $\Delta\omega = \omega_o/Q$ arba $\Delta\omega = \omega_o/Q^*$ (2.29 pav.), ir iš čia kyla būtina nuosekliojo arba lygiagrečijo *LC*– filtro kokybės atitinkamai Q arba Q^* vertė. Kai $\omega_o = \omega_N = 2\cdot\pi\cdot f_N = 1$ MHz ir žmogaus girdimo garso atveju $\Delta\omega = \omega_M = 2\cdot\pi\cdot 0{,}02$ MHz, gauname minimalią kokybės Q arba Q^* vertę $Q_{min} = \omega_o/\Delta\omega = 2\cdot\pi\cdot f_N/\Delta\omega = 1/0{,}02 = 50$. Čia reikia pasakyti, kad, atsižvelgiant į užtvarinio filtro konstrukciją, amplitudės moduliatoriaus išėjime $U_{iš}$ užtvarinis filtras yra įjungiamas nuosekliai, kai rezonansinis *LC*– kontūras lygiagretusis, arba lygiagrečiai, kai rezonansinis *LC*– kontūras nuoseklusis.

Kitas būdas gauti BAM- signalą $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) iš AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.749) remiasi dviejų AM- signalų: $u_{AM}(t)$ ir $u^*_{AM}(t)$ sumavimu balansinio amplitudės moduliatoriaus išėjimo $U_{iš}$ tiesinėje apkrovoje R_a. Akivaizdu, kad šiuo atveju yra būtina ši sąlyga: sumuojamų signalų $u_{AM}(t)$ ir $u^*_{AM}(t)$ dažnių ω_k spektro ω_{nm} sandai $\boldsymbol{A}_{nm}$, kurių dažnis ω_N, turi būti vienodų amplitudžių – $U_{o\,N\,iš} = U^*_{o\,N\,iš}$, ir atitinkamai priešingų fazių – $\varphi_{o\,N\,iš} - \varphi^*_{o\,N\,iš} = \pm 180^o \equiv \pm\pi$ rad. Šias sąlygas realizuojančio elektroninio įrenginio blokinė (struktūrinė) schema yra parodyta 2.256 pav. ir tai yra *BAM- signalo iš AM- signalo gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys*.



2.256 pav. BAM- signalo $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) iš AM- signalo $u_{AM}(t)$ (2.749) gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra atliekamas dviejų AM-signalų – $u_{AM}(t)$ ir $u^*_{AM}(t)$ – sumavimas įrenginio išėjimo $U_{iš}$ tiesinėje apkrovoje R_a

Iš 2.256 pav. matome: nešlio signalu $\boldsymbol{U}_N$ vienu metu yra veikiami du vienodi AM- ir AM*- moduliatoriai, prieš tai viename iš jų įėjimų U_{in} ir U^*_{in} traktų, pavyzdžiui, AM*-moduliatoriaus įėjime U^*_{in}, nešlio $\boldsymbol{U}_N$ fazė $\varphi_{o\,N}$ yra pasukama papildomu kampu $\pm 180^o$ arba $\pm\pi$ rad. Kai tas pats moduliuojantysis signalas $u_M(t)$ vienu metu veikia ir AM-, ir AM*-moduliatorius, jų išėjimuose $U_{iš\,AM}$ ir $U^*_{iš\,AM}$ yra gaunami atitinkami AM- signalai $u_{AM}(t)$ (2.749) ir $u^*_{AM}(t)$, kurių dažnių ω_{nm} spektruose $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandai, kurių dažnis ω_N, yra vienodų amplitudžių – $U_{o\,N\,iš} = U^*_{o\,N\,iš}$, ir atitinkamai priešingų fazių – $\varphi_{o\,N\,iš} - \varphi^*_{o\,N\,iš} = \pm 180^o$ arba $\pm\pi$ rad. Taigi, elektroninio įrenginio išėjimo $U_{iš}$ tiesinėje apkrovoje R_a sumuojant AM-signalus $u_{AM}(t)$ ir $u^*_{AM}(t)$, gauname BAM- signalą $u_{iš\,B}(t)$ (2.769), kurio dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ nėra sando su nešlio $\boldsymbol{U}_N$ dažniu ω_N (2.254 pav., c). Vaizdumo dėlei AM- ir BAM-signalai atitinkamai $u_{iš\,AM}(t)$ ir $u_{iš\,B}(t)$ gali būti pavaizduoti vektorinėmis diagramomis taip, kaip tai parodyta 2.257 pav., atitinkamai a ir b.

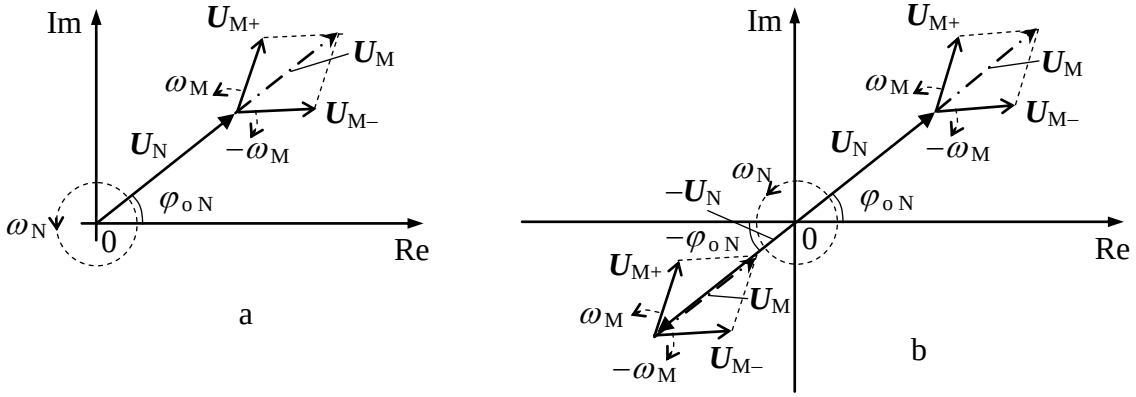
Iš 2.257 pav. matome: moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$, pavyzdžiui, harmoninio $\boldsymbol{U}_M$ vektorius yra sudarytas iš dviejų dažniu ω_M priešingomis kryptimis besisukančių vektorių

$\boldsymbol{U}_{M+}$ ir $\boldsymbol{U}_{M-}$ sumos:

$$\boldsymbol{U}_M = \boldsymbol{U}_{M+} + \boldsymbol{U}_{M-} = (U_{o\,M}/2)\cdot e^{j\cdot\omega_M\cdot t} + (U_{o\,M}/2)\cdot e^{-j\cdot\omega_M\cdot t}, \qquad (2.772)$$

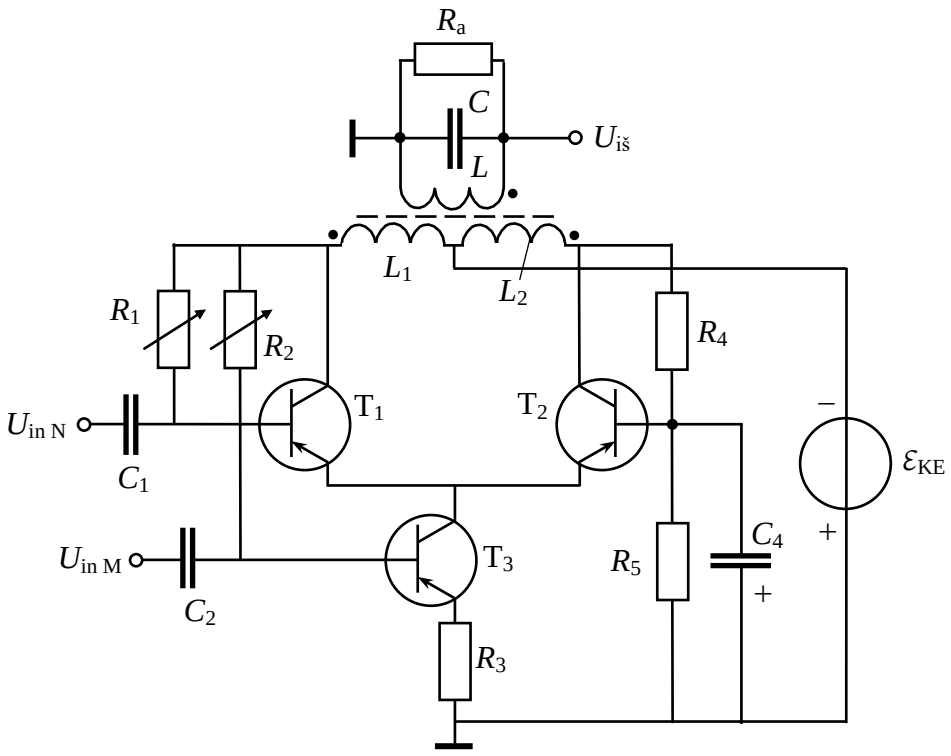
čia vektorių $\boldsymbol{U}_{M+}$ ir $\boldsymbol{U}_{M-}$ moduliai $U_{o\,M\pm}$ sudaro vektoriaus $\boldsymbol{U}_M$ pusę amplitudės $U_{o\,M} = 2\cdot U_{o\,M\pm}$.

AM- ir BAM- signalų laiko t funkcijos atitinkamai $u_{AM}(t)$ (2.749) ir $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) gali būti gaunamos iš jų vektorinių diagramų, parodytų 2.257 pav., atitinkamai a ir b, kaip besisukančių vektorių projekcijų ašyje {Re} sumos, tai atitinka cos x funkciją, arba ašyje {Im}, tai atitinka sin x funkciją. Parodykite tai, pavyzdžiui, AM- signalo $u_{AM}(t)$ atveju savarankiškai.



2.257 pav. AM- (a) ir BAM- (b) signalų atitinkamai $u_{iš\,AM}(t)$ ir $u_{iš\,B}(t)$ vektorinės diagramos

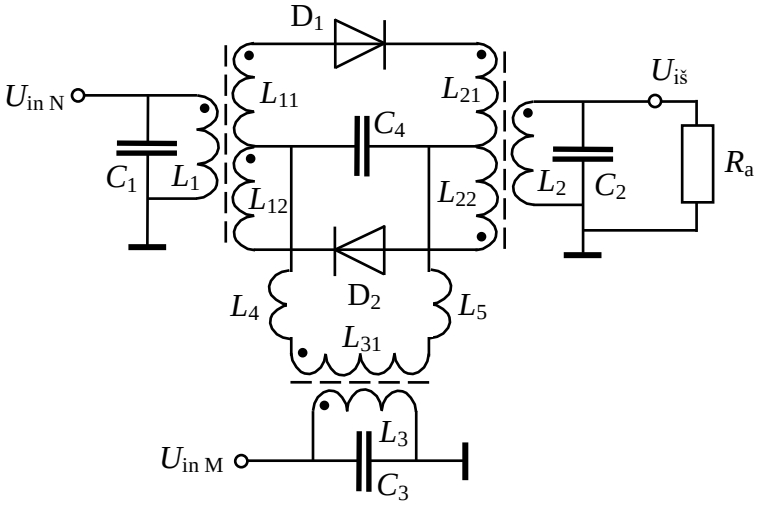
BAM- signalo $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) iš AM- signalų gavimo būdą realizuojantis įrenginys (2.256 pav.) gali būti padarytas naudojant pačias įvairiausias radiotechnines priemones. Vienas iš galimų variantų – *BAM-* (*VAM-*) *moduliatorius su diferencine* (*skirtumine*) *stiprinimo pakopa* yra parodytas 2.258 pav.



2.258 pav. BAM- signalo $u_{iš\,B}(t)$ (2.769) iš AM- signalų (2.749), taip pat VAM- signalų $u_{iš\,V\pm}(t)$ ((2.770), (2.771)) gavimo būdą realizuojanti įrenginys – BAM- arba VAM- moduliatorius su diferencine stiprinimo pakopa $T_{1,2}$

Iš 2.258 pav. matome: BAM- signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ (2.769) moduliatoriaus schema yra padaryta analogiškai AM- signalo $u_{\text{AM}}(t)$ (2.749) moduliatoriui su elektriškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu stiprintuvu, parodytu 2.253 pav. Esminis skirtumas yra tas, kad BAM- moduliatoriuje (2.258 pav.) vienu metu tranzistoriais $\text{T}_{1,2}$ yra formuojami du identiški AM- signalai $u_{\text{AM}}(t)$ (2.749) ir $u^{*}_{\text{AM}}(t)$, kurių dažnių ω_{nm} spektruose $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandai su nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažniu ω_{N} yra vienodų amplitudžių $U_{\text{o N}}$ ir priešingų fazių: $\varphi_{\text{o N}} - \varphi^{*}_{\text{o N}} = \pm 180^{\text{o}} = \pm\pi$ rad. Sandų $\boldsymbol{A}_{nm}$ su nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažniu ω_{N} priešingos fazės $\varphi_{\text{o N}}$ ir $\varphi^{*}_{\text{o N}}$ yra automatiškai gaunamos diferenciniame stiprintuve, kai jis yra veikiamas parafazinio poveikio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$, o šių sandų vienodos amplitudės $U_{\text{o N}}$ yra nustatomos parenkant keičiamos varžos rezistoriaus – potenciometro R_1 varžos vertę taip, kad išėjime $U_{\text{iš}}$ BAM- signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ (2.769) dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$ išnyktų sandas su nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažniu ω_{N}. Tranzistorių $\text{T}_{1,2}$ kolektorių $\text{K}_{1,2}$ apkrovoje dvipolių tranzistorių atveju arba santakų $\text{D}_{1,2}$ – lauko tranzistorių $\text{T}_{1,2}$ atveju įjungtų atitinkamų induktyvumo ritelių $L_{1,2}$ atitinkamos apvijos $n_1 = n_2$ yra sujungtos taip, kad transformatorinio ryšio LC– kontūre sandai $\boldsymbol{A}_{nm}$ su nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažniu ω_{N} sumuotųsi priešingomis fazėmis. 2.258 pav. tai yra parodyta pažymėjus taškais ritelių $L_{1,2}$ ir L atitinkamus išvadus, kuriuse signalų fazės yra vienodos.

Kitas BAM- signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ (2.769) iš AM- signalų $u_{\text{AM}}(t)$ (2.749) ir $u^{*}_{\text{AM}}(t)$ gavimo būdą realizuojantis įrenginys (2.256 pav.) gali būti padarytas taikant puslaidininkinio diodo netiesines savybes (2.251 pav.), kai jis vienu metu yra veikiamas nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ ir moduliuojančiuoju $u_{\text{M}}(t)$ signalais, ir kai nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ amplitudė $U_{\text{o N}}$ tenkina mažo signalo sąlygą, o moduliuojančiojo $u_{\text{M}}(t)$, pavyzdžiui, harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$ amplitudė $U_{\text{o M}}$ tenkina didelio (stipraus) signalo sąlygą. Šias sąlygas realizuojančio *BAM- moduliatoriaus schema su dviem puslaidininkiniais diodais* $\text{D}_{1,2}$ yra parodyta 2.259 pav.



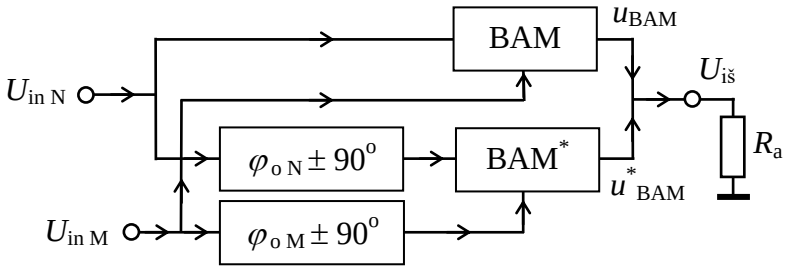
2.259 pav. BAM- signalo $u_{\text{iš B}}(t)$ (2.769) iš AM- signalų $u_{\text{AM}}(t)$ (2.749) ir $u^{*}_{\text{AM}}(t)$, taip pat VAM- signalų $u_{\text{iš V}\pm}(t)$ ((2.770), (2.771)) gavimo būdą realizuojantis įrenginys – BAM- arba VAM- moduliatorius su puslaidininkiniais diodais $\text{D}_{1,2}$

Iš 2.259 pav. matome: BAM- signalas $u_{\text{iš B}}(t)$ (2.769) yra gaunamas išėjimo $U_{\text{iš}}$ rezonansiniame L_2C_2– kontūre sumuojant nešlio $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ dažnio ω_{N} sandus $\boldsymbol{A}_{nm}$, turinčius atitinkamų signalų priešingas fazės $\varphi_{\text{N o}}$ ir $\varphi^{*}_{\text{N o}}$. Tai yra pasiekiama diodus $\text{D}_{1,2}$ atitinkamai sujungus schemoje ir parinkus induktyvumo ritelių $L_{11,12}$ ir $L_{21,22}$ jungimo poliškumą taip, kaip tai parodyta 2.259 pav., kuriame taškais pažymėtuose ritelių $L_{11,12}$ ir $L_{21,22}$ išvaduose atitinkamų signalų fazės yra vienodos. Kita vertus, dėl moduliuojančiojo signalo $u_{\text{M}}(t)$ poveikio sužadinti dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandai, kurių dažniai $(\omega_{\text{N}} \pm \omega_{\text{M}})$, yra sumuojami vienodomis fazėmis. Čia reikia pasakyti, kad kondensatoriaus C_4 talpa yra parenkama iš šių sąlygų:

$$(\omega_{\text{N}} \cdot C_4)^{-1} << r_{\text{D vid}} \text{ ir } (\omega_{\text{M}} \cdot C_4)^{-1} >> r_{\text{D vid}}, \qquad (2.772a)$$

čia: $r_{\text{D vid}}$ – diodų $\text{D}_{1,\,2}$ vidutinė diferencialinė varža, dėl moduliuojančiojo signalo $u_{\text{M}}(t)$ poveikio.

Akivaizdu, kad, parinkus *LC*– kontūro (2.258 pav.) ir L_2C_2 – kontūro (2.259 pav.) parametrus, elektroninio įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ (2.258 pav. ir 2.259 pav.) galima gauti VAM-signalus $u_{\text{iš V}\pm}(t)$ (2.770) ir (2.771). VAM- signalus $u_{\text{iš V}\pm}(t)$ taip pat galima gauti sumuojant du BAM- signalus $u_{\text{BAM}}(t)$ ir $u^*_{\text{BAM}}(t)$, kurių atitinkamų dažnių ω_{nm} spektrų $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandai su numatomu panaikinti šoninės moduliacijos dažniu ($\omega_{\text{N}} \pm \omega_{\text{M}}$) yra priešingų fazių. Tokio elektroninio įrenginio struktūrinė schema yra parodyta 2.260 pav.



2.260 pav. VAM- signalo $u_{\text{iš V}\pm}$ (2.769) iš BAM- signalų u_{BAM} (2.769) ir u^*_{BAM} gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra atliekamas dviejų BAM- signalų u_{BAM} ir u^*_{BAM} sumavimas įrenginio išėjimo $U_{\text{iš}}$ tiesinėje apkrovoje R_{a}

Iš 2.260 pav. matome: viename iš BAM-moduliatorių, pavyzdžiui, BAM* išėjime $U^*_{\text{iš BAM}}$ signalo $u^*_{\text{BAM}}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sando su šoniniu moduliacijos dažniu, pavyzdžiui, ($\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}}$), fazė φ^*_{+} yra pasukama $\pm 180^{\text{o}}$ arba $\pm\pi$ rad. Tai yra padaroma paveikus šį moduliatorių signalais $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{M}}$, ir papildomai pasukus fazes kampu $\pm\ 90^{\text{o}}$ arba $\pm\,\pi/2$ rad. Taigi, BAM- moduliatoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$, remdamiesi išraiška (2.769), BAM-signalo $u_{\text{BAM}}(t)$ išraišką parašysime taip:

$$u_{\text{BAM}}(t) = 0{,}5\cdot M\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{M}} + \omega_{\text{N}})\cdot t)] - 0{,}5\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})\cdot t)], \quad (2.773)$$

o BAM*- moduliatoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$, atsižvelgdami į signalų $\boldsymbol{U}_{\text{N, M}}$ fazių $\varphi_{\text{o N, o M}}$ posūkį kampu $\pm 90^{\text{o}}$ arba $\pm\,\pi/2$ rad (2.259 pav.), BAM*- signalo $u^*_{\text{BAM}}(t)$ išraišką, remdamiesi išraiška (2.769), parašysime taip:

$$u^*_{\text{BAM}}(t) = 0{,}5\cdot M\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{M}} + \omega_{\text{N}})\cdot t + \pi)] - 0{,}5\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})\cdot t)] =$$

$$= -0{,}5\cdot M\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{M}} + \omega_{\text{N}})\cdot t)] - 0{,}5\cdot U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})\cdot t)], \quad (2.774)$$

iš čia ir (2.773) gauname VAM- moduliatoriaus (2.260 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$ suminio signalo $u_{\text{iš V}-}(t)$, turinčio žemesnį šoninį moduliacijos dažnį ($\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}}$), išraišką:

$$u_{\text{iš V}-}(t) = u_{\text{BAM}}(t) + u^*_{\text{BAM}}(t) = -U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{N}} - \omega_{\text{M}})\cdot t)]. \quad (2.775)$$

Iš išraiškos (2.769) taip pat matome, kad, norint gauti aukštesniosios šoninės moduliacijos dažnio ($\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}}$) VAM- signalą $u_{\text{iš V}+}(t)$, reikia signalų $\boldsymbol{U}_{\text{N, M}}$ atitinkamas fazes $\varphi_{\text{o N, o M}}$ pasukti priešingomis krytimis kampu $\pm 90^{\text{o}}$ arba $\pm\,\pi/2$ rad: $\varphi_{\text{N o}} \pm 90^{\text{o}} \equiv \varphi_{\text{N o}} \pm \pi/2$ ir $\varphi_{\text{o M}}$ μ $90^{\text{o}} \equiv \varphi_{\text{o M}}$ μ $\pi/2$ rad arba atvirkščiai, ir tada VAM- moduliatoriaus (2.260 pav.) išėjime $U_{\text{iš}}$ bus:

$$u_{\text{iš V}+}(t) = u_{\text{BAM}}(t) + u^*_{\text{BAM}}(t) = -U_{\text{o N}}\cdot\sin[(\omega_{\text{N}} + \omega_{\text{M}})\cdot t)], \quad (2.775a)$$

Akivaizdu, kad VAM- signalų gavimo būdą realizuojantis įrenginys, parodytas 2.260 pav., gali būti padarytas naudojant pačias įvairiausias radiotechnines priemones. Vienas galimų variantų yra dviejų BAM- moduliatorių, parodytų 2.258 pav., panaudojimas kartu su atitinkamais fazės keitikliais, pavyzdžiui, R_iC_i – grandinės (2.114 pav.) fazių posūkiui kampu $\pm 90^{\text{o}}$ arba $\pm\,\pi/2$ rad gauti. Tai išnagrinėkite savarankiškai.

2.3.2. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) fazės $\varphi(t)$ ir dažnio $f(t)$ keitimo laike *t* metodai

Harmoninio elektrinio signalo, pavyzdžiui, įtampos $\boldsymbol{U}$ matematinė išraiška, kai pradinė fazė $\varphi_{o}(t)$ kinta laike *t*,o amplitudė U_o = const, yra parašoma taip:

$$u(t) = U_o \cdot \cos[\omega \cdot t \pm \varphi_o(t)] \text{ arba } u(t) = U_o \cdot \sin[\omega \cdot t \pm \varphi_o(t)]. \quad (2.776)$$

Akivaizdu, kad funkcija $u(t)$ nebėra harmoninė funkcija, nes priklausomybė $\varphi_o(t)$ gali turėti bet kokią laiko *t* funkciją, ir todėl, priklausomai nuo šios funkcijos, yra galimi du harmoninio signalo $\boldsymbol{U} = U_o \cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t \pm \varphi_o)}$ fazės $\varphi_o(t)$ moduliacijos atvejai:

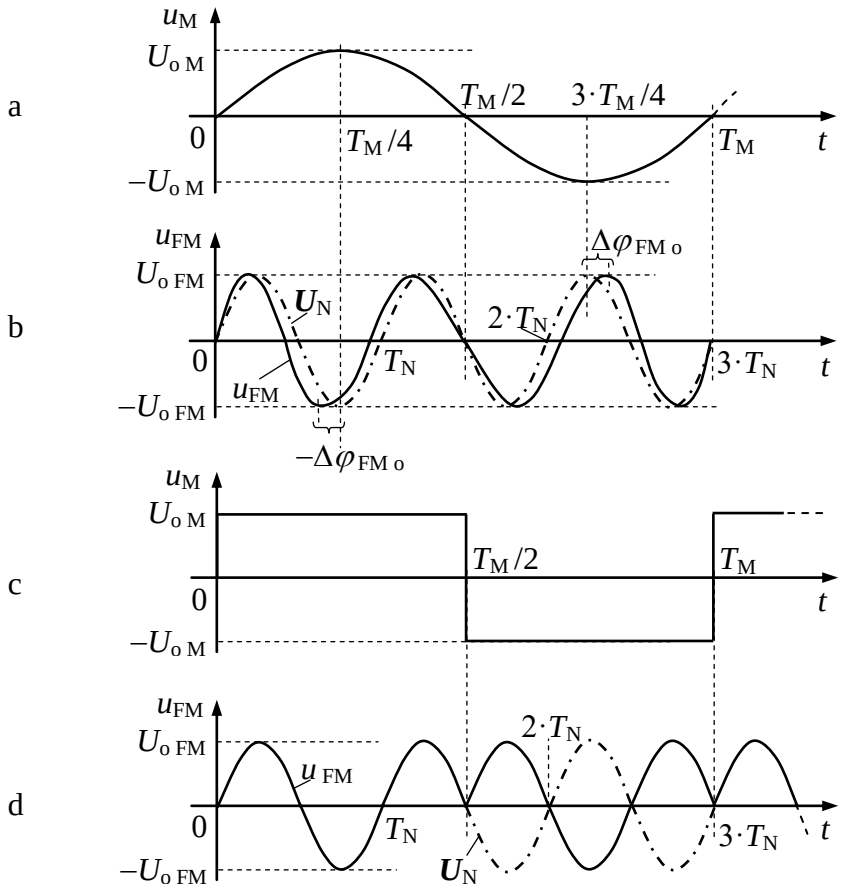
1 – *fazės moduliacija* (FM), kai $\varphi_o(t)$ yra monotoniškai kintanti funkcija, pavyzdžiui, harmoninio moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_M = U_{o\,M} \cdot e^{j\cdot\omega_M\cdot t}$ funkcija:

$$\left.\begin{aligned} &\varphi_{o\,FM}(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi_{o\,FM}(U_{o\,M})\cdot\cos(\omega_M\cdot t), \\ \text{arba}\quad &\varphi_{o\,FM}(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi_{o\,FM}(U_{o\,M})\cdot\sin(\omega_M\cdot t), \end{aligned}\right\} \quad (2.777)$$

čia: φ_0 – pradinė fazės $\varphi_{o\,FM}(t)$ vertė, kai $t = 0$; $\Delta\varphi_{o\,FM}(U_{o\,M})$ – pradinės fazės $\varphi_o(t)$ pokyčio $\Delta\varphi_o$ amplitudė, priklausanti nuo moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_M$ amplitudės $U_{o\,M}$;

2 – *fazės manipuliacija* (FM), kai $\varphi_{o\,FM}(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pavyzdžiui, meandro pavidalo (2.225 pav., a).

Abu šie moduliuotos fazės signalo $u_{FM}(t)$ – *FM- signalo* tipai yra parodytį jų laiko *t* diagramomis 2.261 pav., atitinkamai a ir b.



2.261 pav. FM- signalo $u_{FM}(t)$ tipai – fazės moduliacija (b), kai moduliuojantysis signalas $\boldsymbol{U}_M$ yra harmoninis (a); fazės manipuliacija (d), kai moduliuojantysis signalas $u_M(t)$ yra meandras (c)

Iš 2.261 pav. matome: FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ amplitudė $U_{\mathrm{o\,FM}}$ = const, o signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ pradinė fazė $\varphi_{\mathrm{o\,FM}}(t)$ kinta monotoniškai (2.261 pav., b) arba šuoliais (2.261 pav., d). Taigi, bendriausiu atveju iš (2.776) ir (2.777) FM- signalą $u_{\mathrm{FM}}(t)$ galima išreikšti taip:

$$u_{\mathrm{FM}}(t) = U_{\mathrm{o\,FM}} \cdot \cos\{\omega_{\mathrm{N}} \cdot t \pm [\varphi_0 + \Delta\varphi_{\mathrm{o\,FM}}(U_{\mathrm{o\,M}}) \cdot \cos(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t)]\}, \quad (2.778)$$

čia: ω_{N} – FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ vidutinis dažnis, atitinkantis nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ dažnį; ω_{M} – moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ dažnis, kuriuo yra moduliuojama FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ pradinė fazė $\varphi_{\mathrm{o\,FM}}$.

Iš (2.778) matome, kad FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ fazės $\varphi_{\mathrm{FM}}(t)$ momentinė vertė yra:

$$\varphi_{\mathrm{FM}}(t) = \omega_{\mathrm{N}} \cdot t \pm [\varphi_0 + \Delta\varphi_{\mathrm{o\,FM}}(U_{\mathrm{o\,M}}) \cdot \cos(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t)], \quad (2.779)$$

ir iš čia kyla FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ dažnio $\omega_{\mathrm{FM}}(t)$ momentinė vertė:

$$\omega_{\mathrm{FM}}(t) = \partial\varphi_{\mathrm{FM}}(t)/\partial t = \omega_{\mathrm{N}} \mu\ \omega_{\mathrm{M}} \cdot \Delta\varphi_{\mathrm{o\,FM}}(U_{\mathrm{o\,M}}) \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t). \quad (2.780)$$

Iš (2.780) kyla esminė FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ savybė – kartu su *fazine moduliacija* $\varphi_{\mathrm{FM}}(t)$ yra ir *dažnio moduliacija* $\omega_{\mathrm{FM}}(t)$ (DM), nes momentinis dažnis $\omega_{\mathrm{FM}}(t)$ kinta proporcingai fazės kitimui $\varphi_{\mathrm{FM}}(t)$ su priešingu pokyčio ženklu. Čia būtina pasakyti, kad šis FM- signalo dažnio $\omega_{\mathrm{FM}}(t)$ kitimas nėra tapatus *signalo dažnio moduliacijai*, nes DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ pokytis $\Delta\omega_{\mathrm{DM}}$ yra proporcingas moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ momentinei vertei.

Taigi, DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ momentinė vertė yra išreiškiama taip:

$$\omega_{\mathrm{DM}}(t) = \omega_{\mathrm{N}} \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \cos(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t). \quad (2.781)$$

čia: $\Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}}$ – dažnio ω_{DM} pokyčio $\Delta\omega_{\mathrm{DM}}$ amplitudė, kuri yra proporcinga moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ amplitudei $U_{\mathrm{o\,M}}$.

Iš (2.776) ir (2.781) gauname DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ išraišką:

$$u_{\mathrm{DM}}(t) = U_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \cos\{[\omega_{\mathrm{N}} \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \cos(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t)] \cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o\,DM}}\}. \quad (2.782)$$

Iš (2.781) randame DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ fazės $\varphi_{\mathrm{DM}}(t)$ momentinę vertę:

$$\varphi_{\mathrm{DM}}(t) = \int \omega_{\mathrm{DM}}(t) \cdot \mathrm{d}\,t = \omega_{\mathrm{N}} \cdot t \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t)/\omega_{\mathrm{M}} \pm \varphi_{\mathrm{o\,DM}}, \quad (2.783)$$

ir iš čia kyla esminė DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ savybė – kartu su *dažnine moduliacija* $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ yra ir *fazės moduliacija* $\varphi_{\mathrm{DM}}(t)$ (FM), nes momentinė fazė $\varphi_{\mathrm{DM}}(t)$ kinta proporcingai dažnio pokyčiui $\Delta\omega_{\mathrm{DM}}(t)$.

Čia taip pat būtina pasakyti, kad šis DM- signalo fazės $\varphi_{\mathrm{DM}}(t)$ kitimas nėra tapatus signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ fazinei moduliacijai, nes FM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ fazės $\varphi_{\mathrm{FM}}(t)$ pokytis $\Delta\varphi_{\mathrm{FM}}$ yra proporcingas moduliuojančiojo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ momentinei vertei.

Iš (2.783) gauname kitą DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ išraišką:

$$u_{\mathrm{DM}}(t) = U_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \cos[\omega_{\mathrm{N}} \cdot t \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} \cdot \sin(\omega_{\mathrm{M}} \cdot t)/\omega_{\mathrm{M}} \pm \varphi_{\mathrm{DM\,o}}], \quad (2.784)$$

čia dydis $\Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}}/\omega_{\mathrm{M}}$ nusako DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ pokyčio $\Delta\omega_{\mathrm{DM}}$ amplitudę $\Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}}$, ir todėl jis yra vadinamas *dažnio moduliacijos indeksu* γ_{ω}:

$$\gamma_{\omega} = \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}}/\omega_{\mathrm{M}}, \quad (2.785)$$

čia dydis $\Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}}$ yra dažnio ω_{N} didžiausias pokytis ir todėl vadinamas *dažnio deviacija*.

Atsižvelgiant į dažnio ω_{DM} moduliacijos indekso γ_{ω} vertę, yra skiriami du DM- signalo atvejai:

1 – kai $\gamma_{\omega} \le 1$ – *siaurajuostė DM- moduliacija*;

2 – kai $\gamma_{\omega} \ge 3$–5 – *plačiajuostė DM- moduliacija*.

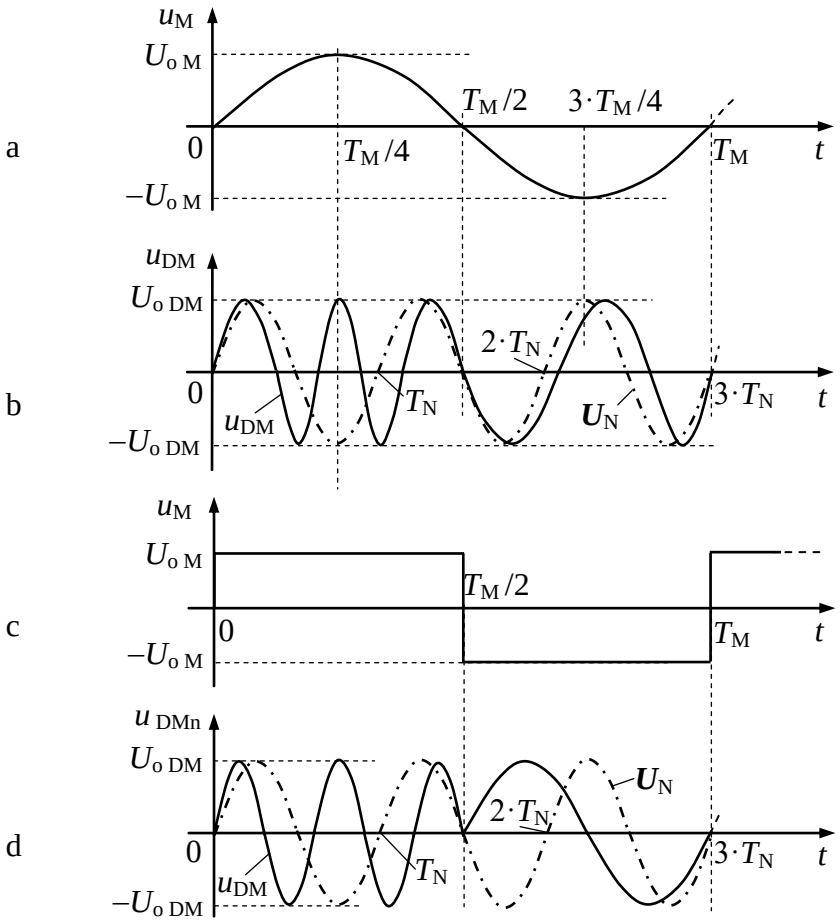
Čia pasakysime, kad dažniausiai realiuose elektroniniuose įrenginiuose visais atvejais $\Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} << \omega_{\mathrm{N}}$.

Akivaizdu, kad DM- signalo laiko t funkcija $u_{\mathrm{DM}}(t)$ (2.784) nėra harmoninė funkcija, nes argumento funkcija $\varphi_{\mathrm{DM}}(t)$ (2.783) gali turėti bet kokį pavidalą laike t. Priklausomai nuo šios funkcijos, yra du harmoninio signalo $\boldsymbol{U} = U_{\mathrm{o}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega\cdot t \pm \varphi_{\mathrm{o}})}$ dažnio $\omega(t)$ moduliacijos atvejai:

1 – *dažnio moduliacija* (DM), kai $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ yra monotoniškai laike t kintanti funkcija, pavyzdžiui, moduliuojančiojo harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}} = U_{\mathrm{o\,M}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\omega_{\mathrm{M}}\cdot t}$ pavidalu (2.781);

2 – *dažnio manipuliacija* (DMn), kai $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ yra impulsų pavidalo funkcija, pavyzdžiui, meandro pavidalo (2.225 pav., a).

Abu šie moduliuotojo dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ – *DM- signalo* tipai yra parodytį jų laiko t diagramomis 2.262 pav., atitinkamai a ir b.

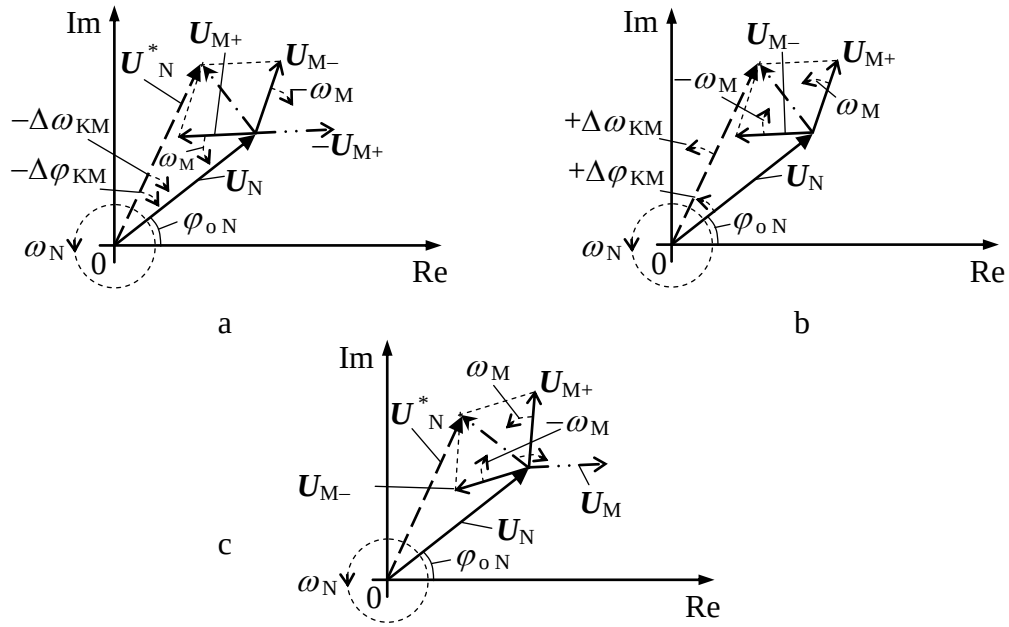


2.262 pav. DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ tipai – dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ moduliacija (b), kai moduliuojantysis signalas $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ yra harmoninis (a); dažnio $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ manipuliacija (d), kai moduliuojantysis signalas $u_{\mathrm{M}}(t)$ yra meandras (c)

Iš 2.262 pav. matome: DM- signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ amplitudė $U_{\mathrm{o\,DM}} = \mathrm{const}$, o signalo $u_{\mathrm{DM}}(t)$ dažnis $\omega_{\mathrm{DM}}(t)$ kinta monotoniškai (2.262 pav., b) arba šuoliais (2.262 pav., d) – DMn- aveju. Apibendrinant galima teigti: FM- ir DM- signalai atitinkamai $u_{\mathrm{FM}}(t)$ ir $u_{\mathrm{DM}}(t)$ yra daliniai atvejai, vadinamosios signalo *kampinės moduliacijos* $u_{\mathrm{KM}}(t)$ (KM- signalas), nes FM- ir DM- signalų atitinkamai $u_{\mathrm{FM}}(t)$ ir $u_{\mathrm{DM}}(t)$ atitinkamos išraiškos (2.778) ir (2.784) yra panašios.

Analogiškai AM- ir BAM- signalų atitinkamai $u_{\mathrm{AM}}(t)$ ir $u_{\mathrm{BAM}}(t)$ vektorinėms diagramoms (2.257 pav.) vaizdumo dėlei KM- signalas $u_{\mathrm{KM}}(t)$ taip pat gali būti pavaizduotas vektorine diagrama taip, kaip tai yra parodyta 2.263 pav.

Iš 2.263 pav. matome: moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ vektorius yra sudarytas iš dviejų priešingomis kryptimis dažniu ω_{M} besisukančių vektorių $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M-}}$ sumos (2.772), tik šiuo atveju, skirtingai nuo AM- signalo $u_{\mathrm{AM}}(t)$ (2.257 pav., a), vienas iš vektorių, $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}}$ arba $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M-}}$, yra priešingos krypties, pavyzdžiui, vektorius $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}}$ (2.263 pav., a, AM- signalo $u_{\mathrm{AM}}(t)$ atveju tai yra parodyta vektoriumi, pavaizduotu brūkšnine-dvitaške tiese). Taigi, vektorių $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M\pm}}$ ir



2.263 pav. KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ vektorinės diagramos: a – laiko t momentu, kai dėl moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ poveikio nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ dažnis ω_{N} ir fazė φ_{N} mažėja; b – ir c – laiko t momentu, kai dėl moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ poveikio nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ dažnis ω_{N} ir fazė φ_{N} didėja, ir atveju (c) nėra AM-moduliacijos

vektoriaus $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ vektorinė suma yra atstojamasis vektorius $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}}$:

$$\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{M-}} = U_{\mathrm{o\,N}}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{N}})} + \\ + (U_{\mathrm{o\,M}}/2)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{M+}})} + (U_{\mathrm{o\,M}}/2)\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{M-}})}, \quad (2.786)$$

čia vektorių $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M-}}$ moduliai $U_{\mathrm{o\,M\pm}}$ sudaro pusę vektoriaus $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ amplitudės $U_{\mathrm{o\,M}} = 2\cdot U_{\mathrm{o\,M\pm}}$.

Vektorių $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M+}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M-}}$ sumos (2.786) atstojamasis vektorius $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}}$ svyruoja besisukančio vektoriaus $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ padėties atžvilgiu, kai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}} = 0$, ir visas vektorių darinys sukasi apie koordinačių {Im, Re} pradžios tašką {0} dažniu ω_{N} prieš laikrodžio rodyklę (2.263 pav.).

Akivaizdu, kad KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ laiko t atitinkamos priklausomybės $u_{\mathrm{FM}}(t)$ (2.778) ir $u_{\mathrm{DM}}(t)$ (2.784) gali būti gaunamos iš vektorinių diagramų, parodytų 2.263 pav., kaip besisukančių vektorių atitinkamų projekcijų sumos ašyje {Re}, tai atitinka cos x funkcijas, arba ašyje {Im}, tai atitinka sin x funkcijas. Čia reikia pasakyti, kad 2.263 pav. parodytoje vektorinėje diagramoje, vektoriai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ (brūkšninė-taškinė rodyklė) sudaro statų kampą 90^{o} arba $\pi/2$ rad, ir todėl, esant šiai situacijai, kartu su KM- moduliacija yra ir AM- moduliaciją, nes turime akivaizdžią tapatybę: $U^{*}_{\mathrm{o\,N}} = (U^{2}_{\mathrm{o\,N}} + U^{2}_{\mathrm{o\,M}})^{1/2} > U_{\mathrm{o\,N}}$. Kita vertus, akivaizdu, kad AM- moduliacijos įtaka mažėja, mažėjant dažnio ω_{DM} moduliacijos indekso γ_{ω} (2.785) vertei. Taip pat akivaizdu, kad AM- moduliacijos nebus, kai vektoriai $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ sudaro atitinkamos vertės buką kampą $> 90^{\mathrm{o}}$ (arba $> \pi/2$ rad), kuris atitinka lygiašonį trikampį, ir todėl $U^{*}_{\mathrm{o\,N}} = U_{\mathrm{o\,N}}$. Ši situacija yra sudaroma pasukus vektorių $\boldsymbol{U}_{\mathrm{M}}$ prieš laikrodžio rodyklę atitinkamu kampu $> 90^{\mathrm{o}}$ (arba $> \pi/2$ rad) taip, kaip tai yra parodyta 2.263 pav., c.

KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ *dažnių* ω_{nm} *spektras* $\boldsymbol{A}_{nm}$ kyla iš $u_{\mathrm{FM}}(t)$ (2.778) ir $u_{\mathrm{DM}}(t)$ (2.784) išraiškų, kuriuose bendriausiu atveju yra funkcijos: cos $[\gamma_{\omega}\cdot\cos(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)]$, sin $[\gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)]$, cos $[\gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)]$, ir sin $[\gamma_{\omega}\cdot\cos(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)]$. Žinome, kad šios funkcijos, esant bet kokioms γ_{ω} ir $(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)$ vertėms, yra išreiškiamos per *Beselio funkcijas* $\mathcal{J}_{k}(\gamma_{\omega})$ taip:

$$\cos[\gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)] = \mathcal{J}_{0}(\gamma_{\omega}) + 2\cdot\mathcal{J}_{2}(\gamma_{\omega})\cdot\cos(2\cdot\omega_{\mathrm{M}}\cdot t) + 2\cdot\mathcal{J}_{4}(\gamma_{\omega})\cdot\cos(4\cdot\omega_{\mathrm{M}}\cdot t) + \ldots,$$

$$\sin[\gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t)] = 2\cdot\mathcal{J}_{1}(\gamma_{\omega})\cdot\sin(\omega_{\mathrm{M}}\cdot t) + 2\cdot\mathcal{J}_{3}(\gamma_{\omega})\cdot\sin(3\cdot\omega_{\mathrm{M}}\cdot t) +$$

$$+ 2\cdot \mathcal{J}_5(\gamma_\omega)\cdot\sin(5\cdot\omega_M\cdot t) + \dots ,$$

$$\cos[\gamma_\omega\cdot\cos(\omega_M\cdot t)] = \mathcal{J}_0(\gamma_\omega) - 2\cdot\mathcal{J}_2(\gamma_\omega)\cdot\cos(2\cdot\omega_M\cdot t) + 2\cdot\mathcal{J}_4(\gamma_\omega)\cdot\cos(4\cdot\omega_M\cdot t) - \dots ,$$

$$\sin[\gamma_\omega\cdot\cos(\omega_M\cdot t)] = 2\cdot\mathcal{J}_1(\gamma_\omega)\cdot\cos(\omega_M\cdot t) - 2\cdot\mathcal{J}_3(\gamma_\omega)\cdot\cos(3\cdot\omega_M\cdot t) +$$

$$+ 2\cdot\mathcal{J}_5(\gamma_\omega)\cdot\cos(5\cdot\omega_M\cdot t) - \dots ,$$

ir iš čia matome: KM- signalas $u_{KM}(t)$ bendriausiu atveju gali būti išreikštas taip:

$$u_{FM}(t) = U_{o\,KM}\cdot\sum_{-\infty}^{\infty}\mathcal{J}_k(\gamma_\omega)\cdot\cos[(\omega_N + k\cdot\omega_M)\cdot t + n\cdot\pi/2]. \qquad (2.787)$$

čia:

$$\mathcal{J}_k(\gamma_\omega) = [(0{,}5\cdot\gamma_\omega)^k/k!]\cdot\{1 - [(0{,}5\cdot\gamma_\omega)^2/(k+1)] + (0{,}5\cdot\gamma_\omega)^4/[2\cdot(k+1)\cdot(k+2)]\} - \dots\},$$

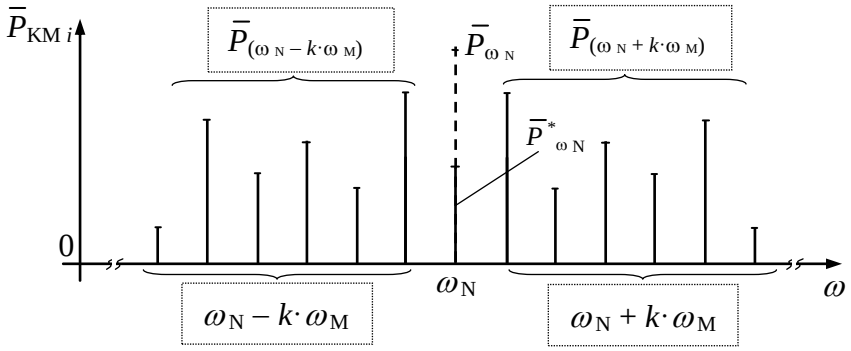
kai $k = 1, 2, 3, \dots$, o kai $k = -1, -2, -3, \dots$ yra naudojamas keitinys:

$$\mathcal{J}_{-k}(\gamma_\omega) = (-1)^k\cdot\mathcal{J}_k(\gamma_\omega),$$

ir kai $k = 0$, naudojame išraišką:

$$\mathcal{J}_0(\gamma_\omega) = 1 - (0{,}5\cdot\gamma_\omega)^2 + (0{,}5\cdot\gamma_\omega)^4/4 - (0{,}5\cdot\gamma_\omega)^6/(1\cdot2\cdot3)^2 - \dots .$$

Iš (2.787) matome: KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_{nm}$ turi be galo daug šoninių moduliacijos dažnių ($\omega_N \pm k\cdot\omega_M$), tai yra parodyta 2.264 pav., o AM- signalo $u_{AM}(t)$ dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_{nm}$ turi tik du šoninius dažnius: $\omega_- = \omega_N - \omega_M$ ir $\omega_+ = \omega_N + \omega_M$ (2.240 pav.).



2.264 pav. KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų $\overline{P}_{KM\,i}$ vidutinė galia nešlio dažnio ω_N aplinkoje, čia: $\overline{P}_{\omega\,N}$ – nemoduliuoto nešlio $\boldsymbol{U}_N$ vidutinė galia; $\overline{P}^*_{\omega\,N}$ – moduliuoto nešlio $\boldsymbol{U}_N$ vidutinė galia

Iš Beselio funkcijų $\mathcal{J}_k(\gamma_\omega)$ savybių darome išvadą, kad pagrindinė KM- signalo $u_{KM}(t)$ vidutinė galia $\overline{P}_{KM}$ yra sukaupta arti nešlio $\boldsymbol{U}_N$ dažnio ω_N esančiuose dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sanduose ($\omega_N \pm k\cdot\omega_M$), kai $k \le \gamma_\omega$, nes didėjant $k > \gamma_\omega$, dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų vidutinių galių $\overline{P}_{KM\,i}$ vertės sparčiai mažėja. Yra žinoma, kad, esant vertėms $\gamma_\omega \le 25$, KM- signalo $u_{KM}(t)$ dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_{nm}$ užima dažnių juostą $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega \cong 2\cdot\omega_M\cdot(1 + \gamma_\omega + \gamma_\omega^{1/2}), \qquad (2.788)$$

joje yra visi dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandai, kurių vidutine galia $\overline{P}_{KM\,i} > 0{,}01\cdot\overline{P}_{\omega\,N}$, ir iš čia išraiškos (2.788) vertė skliaustuose atitinka šoninių moduliacijos dažnių porų ($\omega_N \pm k\cdot\omega_M$) skaičių.

Apibendrinant galima suformuluoti *KM- signalo* $u_{KM}(t)$ *gavimo metodus*, o būtent, galima teigti, kad KM- signalai $u_{KM}(t)$ gali būti gaunami dviem būdais:

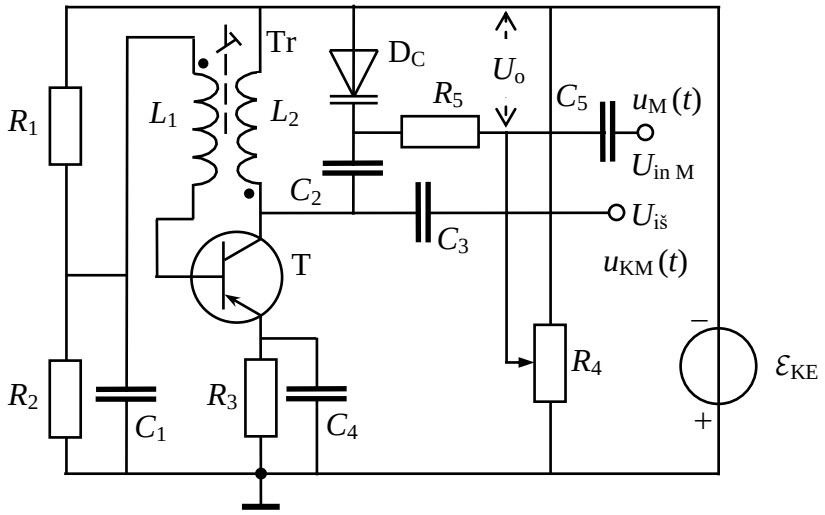
1 – *tiesioginiu būdu*, kai *KM- signalo* $u_{KM}(t)$ *moduliatorius* yra elektriškai valdomas harmoninių virpesių generatorius, kuriuo generuojamo signalo, pavyzdžiui, nešlio įtampos $\boldsymbol{U}_N$ dažnis ω_N yra keičiamas moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$ įtampos momentine verte;

2 – *netiesioginiu būdu*, kai yra naudojamas elektrinių signalų, pavyzdžiui, nešlio įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,2}$ vektorinės sumos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,1} + \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,2}$ metodas – sumuojami du vienodo dažnio ω_{N}, bet skirtingų fazių $\varphi_{\mathrm{N}\,1} \neq \varphi_{\mathrm{N}\,1}$ signalai, pavyzdžiui, įtampos $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,2}$:

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,1} = U_{\mathrm{o\,N1}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{N}\,1\mathrm{o}})} \text{ ir } \boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,2} = U_{\mathrm{o\,N2}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\omega_{\mathrm{N}}\cdot t + \varphi_{\mathrm{N}\,2\mathrm{o}})}, \quad (2.788a)$$

čia: $U_{\mathrm{o\,N1,\,o\,N2}}$ –atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\,1,\,2}$ amplitudės.

Akivaizdu, kad KM- signalas $u_{\mathrm{KM}}(t)$ pirmuoju – tiesioginiu būdu gali būti realizuotas pačiomis įvairiausiomis elektroninėmis priemonėmis, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.265 pav.



2.265 pav. Elektriškai valdomas harmoninių virpesių *LC*– generatorius su rezonansine BE stiprinimo pakopa (T), leidžiantis atlikti generuojamo signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ dažnio ω_{N} keitimą moduliuojančiuoju signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$, kai rezonansiniame $L_2C_2^*$– kontūre elektriškai valdoma talpa $C(u)$ yra varikapas $\mathrm{D_C}$

Iš 2.265 pav. matome: KM- signalui $u_{\mathrm{KM}}(t)$ realizuoti yra panaudota tranzistorinė BE stiprinimo pakopa su rezonansiniu $L_2C_2^*$– kontūru tranzistoriaus T kolektoriaus K apkrovoje ir transformatoriniu Tr teigiamuoju grįžtamuoju ryšiu L_1 kolektoriaus K ir bazės B grandinėje.

Tranzistoriaus T kolektoriaus K apkrovos rezonansinis $L_2C_2^*$– kontūras yra padarytas panaudojant moduliuojančiuoju signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ elektriškai valdomo varikapo $\mathrm{D_C}$ barjerinę talpą C_{D}, ir todėl $L_2C_2^*$– kontūro atstojamoji talpa C_2^* yra:

$$C_2^* = C_2 \cdot C_{\mathrm{D}} / (C_2 \cdot + C_{\mathrm{D}}), \quad (2.788b)$$

čia: C_{D} – pastoviąja įtampa U_{o} atgaline kryptimi įjungto varikapo $\mathrm{D_C}$ barjerinė talpa.

Iš 2.265 pav. matome: teigiamasis grįžtamasis ryšis yra realizuojamas parinkus grįžtamojo ryšio ritelės L_1 išvadų prijungimą taip, kaip tai yra parodyta 2.265 pav. Jame taškais • yra pažymėti ritelių L_1 ir L_2 atitinkami išvadai, kuriuose yra vienodos signalų fazės. Tranzistoriaus T veikos taškas $\{U_{\mathrm{KE\,o}}, I_{\mathrm{K\,o}}\}$ nustatomas įtampos $\mathcal{E}_{\mathrm{KE}}$ rezistoriniu dalikliu $R_1 \| R_2$ ir jis yra šuntuojamas kondensatoriumi C_1 – tai užtikrina visos teigiamojo grįžtamojo ryšio kintamosios įtampos $u_{\mathrm{L1}}(t)$ ritelėje L_1 perdavimą į tranzistoriaus T bazę B. Čia pasakysime, kad kondensatoriaus C_1 talpa yra parenkama iš sąlygų:

$$(\omega_{\mathrm{N}} \cdot C_1)^{-1} << R_1 \| R_2 \text{ ir } (L_1 \cdot C_1)^{-1/2} << (L_2 \cdot C_2^*)^{-1/2}. \quad (2.788c)$$

Generavimui gauti būtina amplitudžių balanso sąlyga (2.378a) yra nustatoma parenkant ritelių $L_{1,\,2}$ atitinkamų vijų skaičių $n_{1,\,2}$ atitinkamai $n_1 < n_2$, ir kartu paderinant induktyviojo ryšio koeficientą k (1.1.8 poskyris), pavyzdžiui, tarp ritelių $L_{1,\,2}$ įterpiant strypelį iš feromagnetinės medžiagos su $\mu > 1$, kai šio strypelio įterpimo gylis yra mechaniškai keičiamas, pavyzdžiui, sraigto būdu. Potenciometru R_4 yra parenkama atgalinė pastovioji įtampa U_{o} varikape $\mathrm{D_C}$, su kuria yra nustatoma pradinė varikapo $\mathrm{D_C}$ talpa $C_{\mathrm{D\,o}}$. Taigi,

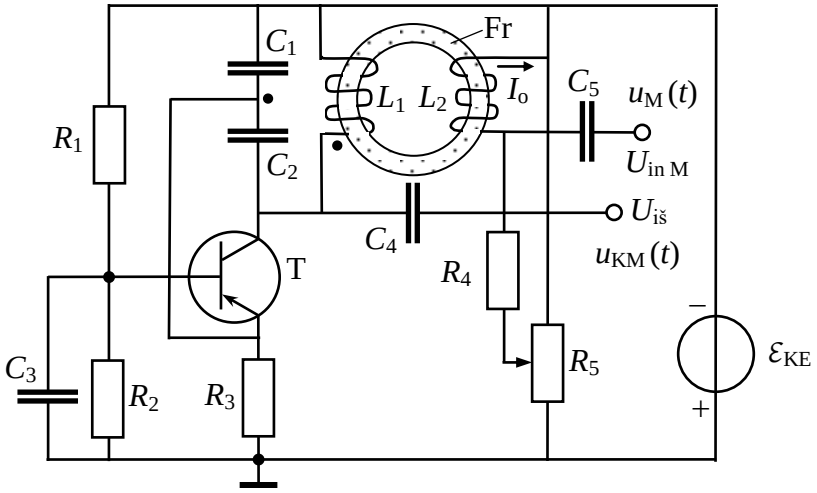
generatoriaus (2.265 pav.) generuojamas dažnis ω_{N} yra:

$$\left.\begin{aligned} &\omega_{\mathrm{N}} = \omega_{\mathrm{N\,o}} \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} = [L_2 \cdot (C^*_{2\,\mathrm{o}} \,\mu\, \Delta C^*_2)]^{-1/2}, \\ &C^*_{2\,\mathrm{o}} = C_2 \cdot C_{\mathrm{D\,o}} / (C_2 \cdot + C_{\mathrm{D\,o}}), \\ &\Delta C^*_2 = 2 \cdot \Delta C_{\mathrm{D}} \cdot C_2^{\,2} / [(C_2 \cdot + \Delta C_{\mathrm{D}})^2 - \Delta C_{\mathrm{D}}^{\,2}, \end{aligned}\right\} \qquad (2.789)$$

čia: ΔC_{D} – varikapo $\mathrm{D_C}$ talpos $C_{\mathrm{D\,o}}$ pokytis dėl moduliuojančiosios įtampos $u_{\mathrm{M}}(t)$ poveikio.

Čia reikia pasakyti, kad 2.265 pav. parodytame generatoriuje – dažnio moduliatoriuje vietoje dvipolio tranzistoriaus T, veikiančio BE schemoje, galima įjungti vienpolį – lauko tranzistorių T, veikiantį BI schemoje, ir generatoriaus-moduliatoriaus veikimas nuo to nepasikeis.

Kitas pirmąjį – tiesioginį būdą realizuojantis KM- signalą $u_{\mathrm{KM}}(t)$ įrenginys yra tranzistorinis *LC*– generatorius, kuriame rezonansinis L_1C_{12} – kontūras yra padarytas su moduliuojančiuoju signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ elektriškai valdomu induktyvumu $L_1(u_{\mathrm{M}})$ taip, kaip tai yra parodyta 2.266 pav.



2.266 pav. Elektriškai valdomas harmoninių virpesių *LC*– generatorius, leidžiantis atlikti generuojamo signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ dažnio ω_{N} keitimą moduliuojančiu signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$, kai rezonansiniame L_1C_{12} – kontūre yra elektriškai valdomas ritelės L_1 induktyvumas $L_1(u_{\mathrm{M}}(t))$

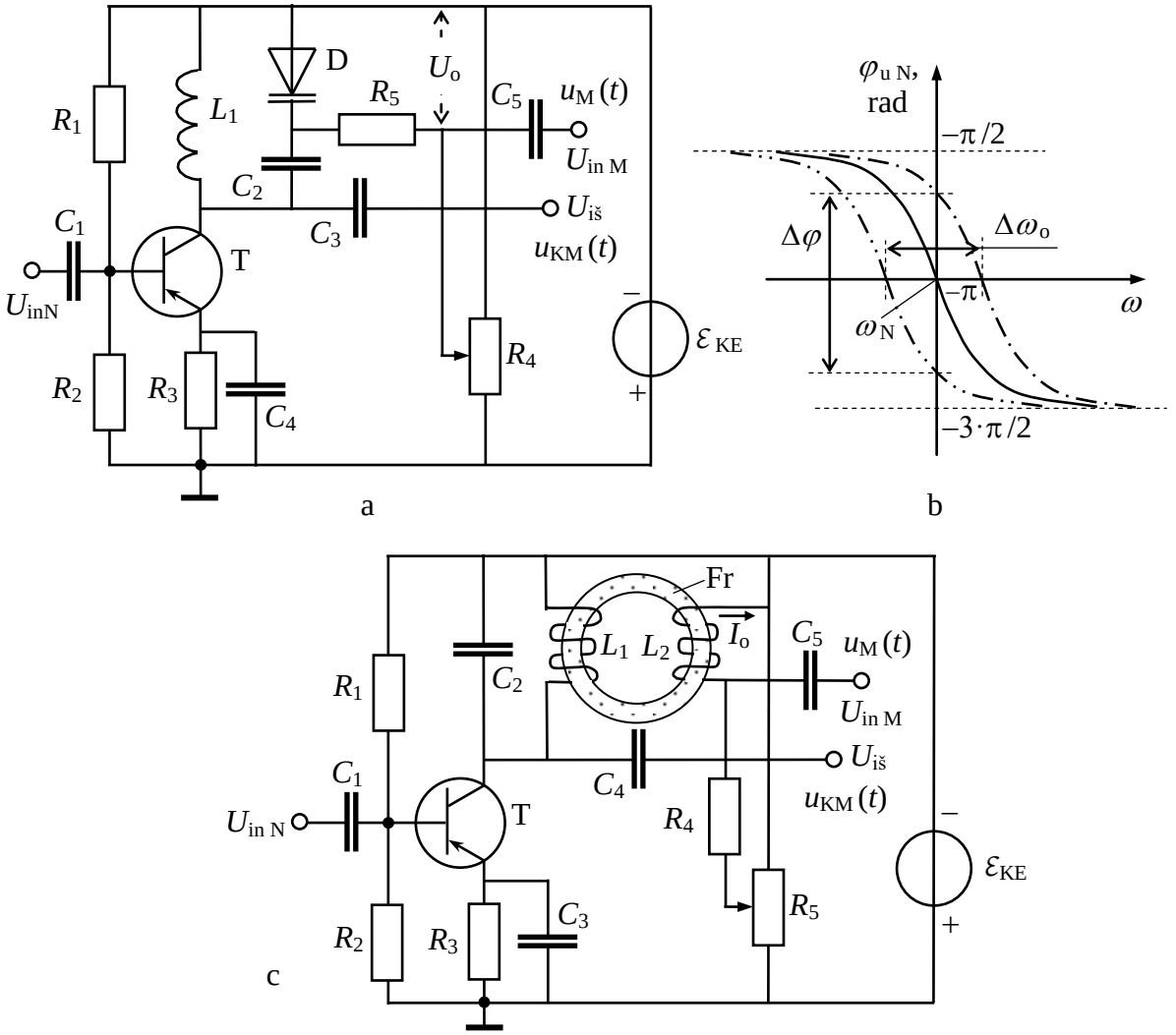
Iš 2.266 pav. matome: ritelės L_1 induktyvumas yra keičiamas, keičiant feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ vertę. Feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ momentinė vertė $\mu(t)$ priklauso nuo pastoviojo magnetinio srauto Φ_{o} feritiniame žiede Fr, kurio vertė, savo ruožtu, priklauso nuo pastoviosios srovės I_{o} ritelėje L_2 ir kartu nuo momentinės srovės $i_{\mathrm{L2}}(t)$, kurios vertė, savo ruožtu, priklauso nuo moduliuojančiosios įtampos $u_{\mathrm{M}}(t)$. Pastoviosios srovės I_{o} vertė yra nustatoma potenciometru R_5, o prievaržė R_4 apsaugo signalo $u_{\mathrm{M}}(t)$ šaltinį nuo trumpojo jungimo.

Taigi, 2.266 pav. parodyto generatoriaus-moduliatoriaus generuojamas dažnis ω_{N} yra:

$$\left.\begin{aligned} &\omega_{\mathrm{N}} = \omega_{\mathrm{N\,o}} \pm \Delta\omega_{\mathrm{o\,DM}} = [C_{12} \cdot (L_{1\,\mathrm{o}} \,\mu\, \Delta L_1)]^{-1/2}, \\ &C_{12} = C_1 \cdot C_2 / (C_1 \cdot + C_2), \qquad \Delta L_1 = 2 \cdot \Delta\mu \cdot L_{1\,\mathrm{o}}, \end{aligned}\right\} \qquad (2.790)$$

čia: $\Delta\mu$ – feritinio žiedo Fr magnetinės skvarbos μ vertės pokytis, dėl moduliuojančiosios įtampos $u_{\mathrm{M}}(t)$ poveikio; $L_{1\,\mathrm{o}}$ – ritelės L_1 induktyvumo pradinė vertė, kai $u_{\mathrm{M}}(t) = 0$.

Dar kitas pirmąjį – tiesioginį būdą realizuojantis KM- signalą $u_{\mathrm{KM}}(t)$ generuojantis įrenginys yra tranzistorinis rezonansinis *LC*– stiprintuvas, kuriame rezonansinis *LC*– kontūras yra padarytas su moduliuojančiuoju signalu $u_{\mathrm{M}}(t)$ elektriškai valdoma talpa $C(u_{\mathrm{M}})$ arba induktyvumu $L(u_{\mathrm{M}})$, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.267 pav., atitinkamai a ir c.



2.267 pav. Elektriškai valdomas BE pakopos rezonansinis *LC*– stiprintuvas, leidžiantis atlikti stiprinamo harmoninio signalo – nešlio $\boldsymbol{U}_N$ fazės $\varphi_{u\,N}$ (b) keitimą moduliuojančiuoju signalu $u_M(t)$, esant signalo $\boldsymbol{U}_N$ dažniui $\omega_N = \text{const}$, kai rezonansiniame $L_2C_2^*$– kontūre elektriškai valdoma talpa C (u_M) yra varikapas D_C (a), ir kai rezonansiniame L_1C_2– kontūre yra elektriškai valdomas ritelės L_1 induktyvumas $L_1(u_M)$ (c)

Iš 2.267 pav. matome: abu įrenginiai iš esmės yra anksčiau išnagrinėti *LC*– generatoriai be teigiamojo grįžtamojo ryšio grandinių. Šių KM- moduliatorių veikimas yra paaiškinamas lygiagrečiojo rezonansinio *LC*– kontūro fazine charakteristika (2.27 pav.), kuri BE stiprinimo pakopos atveju yra parodyta 2.267 pav., b. Iš jo matome, kad dėl moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$ poveikio yra keičiama rezonansinio *LC*– kontūro rezonansinio dažnio ω_o vertė, o moduliuojamojo harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_N$ dažnis $\omega_N = \text{const}$. Kintamosios talpos $C_D(u_M)$ atveju – schemoje su varikapu D_C (2.267 pav., a), iš (2.82) ir (2.789) gauname:

$$\varphi_u(u_M) = -\varphi_i(u_M) = \text{arctg}\,\{[1/(\omega_N\cdot L_1) - \omega_N\cdot C_2^*(u_M)]\cdot R\} =$$

$$= \text{arctg}\,\{\{1/(\omega_N\cdot L_1) - \omega_N\cdot C_2\cdot C_D(u_M)/[C_2\cdot + C_D(u_M)]\}\cdot R\}, \quad (2.791)$$

čia potenciometru R_4 yra nustatoma pastovioji atgalinė įtampa U_o varikape D_C taip, kad, esant $u_M(t) = 0$, būtų tenkinama sąlyga: $\omega_N = \omega_o$, ir iš čia:

$$\text{arctg}\,\{\{1/(\omega_N\cdot L_1) - \omega_N\cdot C_2\cdot C_{D\,o}(0)/[C_2\cdot + C_{D\,o}(0)]\}\cdot R\} = 0^o \text{ arba } -\pi \text{ rad}. \quad (2.792)$$

Iš (2.791) randame fazės $\varphi_{u\,N}(u_M)$ pokytį $\Delta\varphi_{u\,N}$:

$$\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}} \equiv \partial\varphi_{\mathrm{u\,N}}/\partial C_2^{*} = -\Delta C_2^{*}\cdot R\cdot\omega_{\mathrm{N}}/\{1 + R^2\cdot[1/(\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_1) - \omega_{\mathrm{N}}\cdot C_2^{*}]^2\}, \quad (2.793)$$

čia: $\Delta C_2^{*} = -\Delta C_{\mathrm{D}}\cdot C_2^{2}/(C_2 + C_{\mathrm{D}})^2$.

Kita vertus, iš 2.267 pav., b, matome, kad $\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}} \sim \Delta\omega_{\mathrm{o}}$, ir iš čia bei (2.789) taip pat galima rasti pokytį $\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}}$. Tai padarykite savarankiškai.

Kintamojo induktyvumo $L(u_{\mathrm{M}})$ atveju – schemoje su feritiniu žiedu Fr (2.267 pav., c), iš (2.82) ir (2.790) gauname:

$$\varphi_{\mathrm{u\,N}}(u_{\mathrm{M}}) = -\varphi_{\mathrm{i\,N}}(u_{\mathrm{M}}) = \mathrm{arctg}\,\{[1/(\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_1(u_{\mathrm{M}})) - \omega_{\mathrm{N}}\cdot C_2]\cdot R\}. \quad (2.794)$$

Potenciometru R_5 (2.267 pav., c) pastovioji srovė I_{o} ritelėje L_2 yra nustatoma taip, kad, esant $u_{\mathrm{M}}(t) = 0$, būtų tenkinama sąlyga – $\omega_{\mathrm{N}} = \omega_{\mathrm{o}}$, ir iš čia:

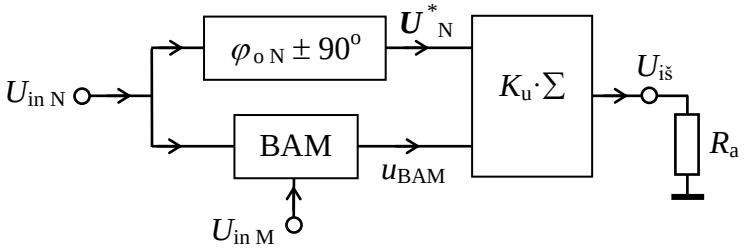
$$\mathrm{arctg}\,\{[1/(\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_{1\,\mathrm{o}}(0)) - \omega_{\mathrm{N}}\cdot C_2]\cdot R\} = 0^{\mathrm{o}} \text{ arba } -\pi \text{ rad}. \quad (2.795)$$

Iš (2.794) randame fazės $\varphi_{\mathrm{u\,N}}(u_{\mathrm{M}}(t))$ pokytį $\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}}$:

$$\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}} \equiv \partial\varphi_{\mathrm{u\,N}}/\partial L_1 = -\Delta L_1\cdot[R/(\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_1^{2})]/\{1 + R^2\cdot[1/(\omega_{\mathrm{N}}\cdot L_1) - \omega_{\mathrm{N}}\cdot C_2]^2\}. \quad (2.796)$$

Kita vertus, iš 2.267 pav., b, matome, jog $\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}} \sim \Delta\omega_{\mathrm{o}}$, ir iš čia bei (2.790) taip pat galima rasti pokytį $\Delta\varphi_{\mathrm{u\,N}}$. Tai padarykite savarankiškai.

Antrąjį – netiesioginį KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ formavimo būdą taip pat galima realizuoti pačiomis įvairiausiomis elektroninėmis priemonėmis, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.268 pav., kuriame yra pateiktas *KM- signalo* $u_{\mathrm{KM}}(t)$ *netiesioginį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys*.

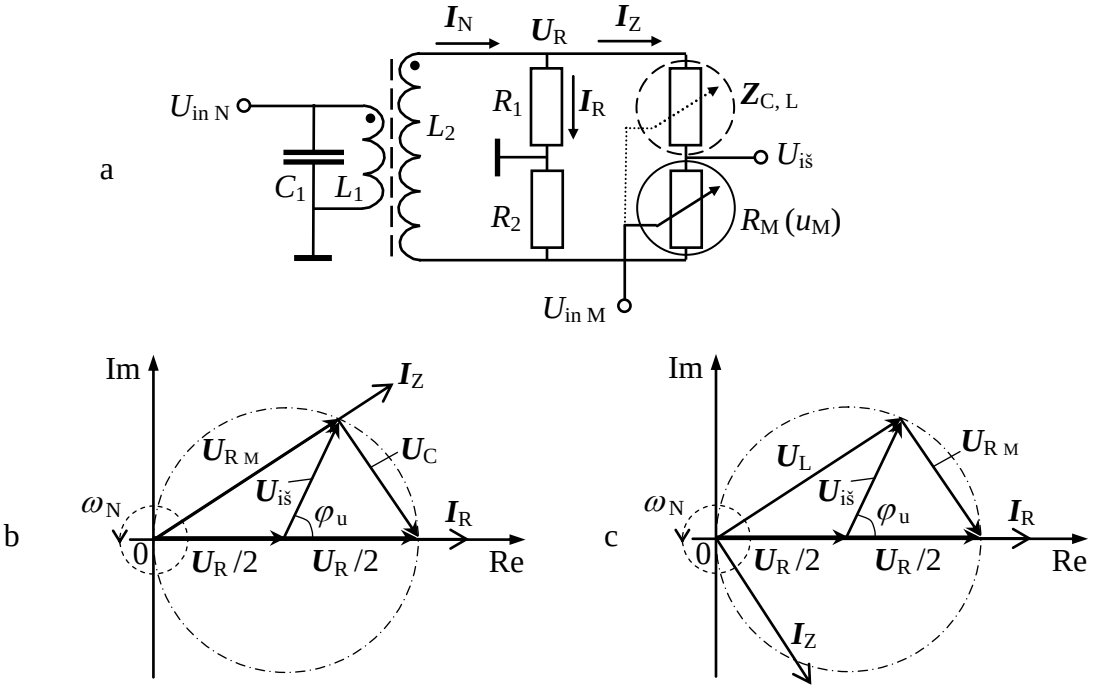


2.268 pav. KM- signalo $u_{\mathrm{FM}}(t)$ (2.778) netiesioginį – antrąjį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys, kuriame yra sumuojami du signalai $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}}$ ir BAM- signalas $u_{\mathrm{BAM}}(t)$ (2.769) stiprintuvo-sumatoriaus ($K_{\mathrm{u}}\cdot\Sigma$) išėjimo $U_{\mathrm{iš}}$ tiesinėje apkrovos varžoje R_{a}

Iš 2.268 pav. matome: šiame įrenginyje yra panaudotas signalų $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}}$ ir BAM- signalo $u_{\mathrm{BAM}}(t)$ (2.769) vektorinės sumos būdas, kurio vektorinė diagrama atitinka 2.263 pav., a ir b parodytas situacijas. Akivaizdu, kad kitame variante fazės keitiklis $\pm 90^{\mathrm{o}}$, arba $\pm\pi/2$ rad, gali būti įjungtas BAM- moduliatoriaus išėjime $U_{\mathrm{iš\ BAM}}$, kuriame yra signalas $u_{\mathrm{BAM}}(t)$. Fazės keitiklis $\pm 90^{\mathrm{o}}$, arba $\pm\pi/2$ rad, gali būti realizuotas ir naudojant R_iC_i – grandines (2.214 pav.). Stiprintuvas-sumatorius ($K_{\mathrm{u}}\cdot\Sigma$) gali būti realizuotas naudojant operacinį stiprintuva (OS- μ) (2.195 pav.). Čia pasakysime, kad, siekiant išvengti AM- moduliacijos įtakos, vektorius $\boldsymbol{U}^{*}_{\mathrm{N}}$ ir signalo $u_{\mathrm{BAM}}(t)$ sandų $\boldsymbol{U}_{\pm}$ sumos vektorius $\boldsymbol{U}_{\mathrm{BAM}}$ turi sudaryti atitinkamos vertės buką kampą $> 90^{\mathrm{o}}$, arba $> \pi/2$ rad, kuris atitinka lygiašonį trikampį, ir šis atvejis atitinka situaciją parodytą 2.263 pav., c.

Antrąjį – netiesioginį KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ formavimo būdą kiti realizuojantys įtaisai gali būti padaryti naudojant *RLC*– grandines, kuriose taip pat yra realizuojamas harmoninių signalų vektorinės sumos būdas, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.269 pav., a.

Iš 2.269 pav., a, matome: šiame variante FM- moduliatoriaus veika yra pagrįsta Vitstono tiltelio (1.1.3 poskyris) dažninėmis savybėmis, kai Vitstono tiltelyje bent vienas varžinis elementas yra kompleksinės varžos elementas, pavyzdžiui, $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{C,\ L}}$. Šiuo atveju tarp dviejų įtampos ($n_{12}\cdot\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$) varžinių daliklių $R_1\|R_2$ ir $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{C,\ L}}\|R_{\mathrm{M}}$ (u_{M}) išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ esančios



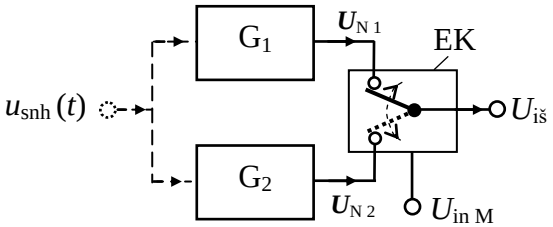
2.269 pav. KM- signalo $u_{FM}\,(t)$ (2.778) netiesioginį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys (a), kuriame yra realizuojamas harmoninių signalų vektorinio sumavimo būdas *RLC*– grandines išėjime $U_{iš}$, kai moduliuojančiąja įtampa $(n_{12}\cdot\boldsymbol{U}_M)$ yra valdomas kompleksinis įtampos daliklis $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}\|R\,(u_M)$ arba $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}\,(u_M)\|R$, ir, esant valdomai $R\,(u_M)$, jos veiką paaiškinanti vektorinė diagrama yra parodyta pozicijoje (b), kai $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}=\boldsymbol{Z}_C$, ir pozicijoje (c), kai $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}=\boldsymbol{Z}_L$

skirtuminės įtampos $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazė $\varphi_{u\,iš}$ skiriasi nuo įėjime U_{in} veikinčios poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_N$ fazės φ_{U_N}, kuri, savo ruožtu, sutampa su įtampos $\boldsymbol{U}_R$ ir srovės $\boldsymbol{I}_R$ faze $\varphi_{U_R}=\varphi_{U_N}$ rezistoriniame įtampos daliklyje $R_1\|R_2$, čia n_{12} – įtampos $\boldsymbol{U}_N$ transformacijos koeficientas (2.565a).

Iš 2.269 pav., b ir c, pateiktų vektorinių diagramų taip pat matome: moduliuojančiąja įtampa $\boldsymbol{U}_M$ valdomame kompleksiniame įtampos daliklyje $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}\|R_M\,(u_M)$ arba $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}\,(u_M)\|R_M$, keičiant rezistoriaus $R_M\,(u_M)$ vertę arba $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}\,(u_M)$ vertes, įrenginio išėjime $U_{iš}$ (2.269 pav., a) yra gaunama išėjimo įtampa $\boldsymbol{U}_{iš}$, kurios fazė $\varphi_{iš\,u}$ yra įtampos $\boldsymbol{U}_M$ funkcija – turime FM-signalą $u_{FM}\,(t)$ (2.778). Čia pasakysime, kad šis netiesioginis KM- signalo $u_{KM}\,(t)$ gavimo būdas garantuoja $|\boldsymbol{U}_{iš}|=\text{const}$ – neturime KM- signalui $u_{KM}\,(t)$ žalingos AM- moduliacijos. Kita vertus, akivaizdu, kad tą patį rezultatą gausime moduliuojančiąja įtampa $\boldsymbol{U}_M$ keisdami kompleksinės varžos $\boldsymbol{Z}_{C,\,L}$ – kondensatoriaus $C\,(u_M)$ talpos vertę arba ritelės $L\,(u_M)$ induktyvumo vertę, ir tai yra kiti galimi FM- moduliatoriaus schemos (2.269 pav., a) konstrukcijos variantai. Elektriškai valdomų elementų $R\,(u_M)$, $C\,(u_M)$ ir $L\,(u_M)$ realizavimo būdai buvo aprašyti ir parodyti anksčiau.

Elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio fazės $\varphi_N\,(t)$ ir dažnio $\omega_N\,(t)$ manipuliacija reikalauja elektroninės įrangos – *elektrinio signalo fazės ir dažnio manipuliatoriaus*, leidžiančio santykinai sparčiai – per laiką $\Delta t < T_N/2$, pakeisti moduliuojamo parametro vertę, čia T_N – nešlio periodas. Todėl signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{iš}\,(t)$ ir dažnio $\omega_{iš}\,(t)$ manipuliatoriuose yra taikomi sparčiosios elektroninės impulsinės technikos metodai, pavyzdžiui, greitaveikiai elektroniniai perjungėjai (komutatoriai), ir vieno tokių įtaisų blokinė schema yra parodyta 2.270 pav.

Iš 2.270 pav. matome: manipuliatoriaus išėjime $U_{iš}$ signalo $\boldsymbol{U}_{iš}$ fazės $\varphi_{iš}\,(t)$ ir dažnio $\omega_{iš}\,(t)$ vertės atitinkamai $\varphi_{N\,1}$ arba $\varphi_{N\,2}$, bei $\omega_{N\,1}$ arba $\omega_{N\,2}$, yra gaunamos, kai dėl įėjime $U_{in\,M}$ veikiančio moduliuojančiojo elektrinio signalo $u_M\,(t)$ poveikio elektroninis perjungėjas (komutatorius) EK) įrenginio išėjimą $U_{iš}$ paeiliui prijungia prie pastoviai veikiančio



2.270 pav. Išėjime $U_{iš}$ elektrinio signalo $u_{iš}(t)$ fazės $\varphi_{iš}(t)$ ir dažnio $\omega_{iš}(t)$ manipuliaciją laike t, panaudojus greitaveikį elektroninį perjungėją (komutatorių) EK, valdomą moduliuojančiu elektriniu signalu $u_M(t)$

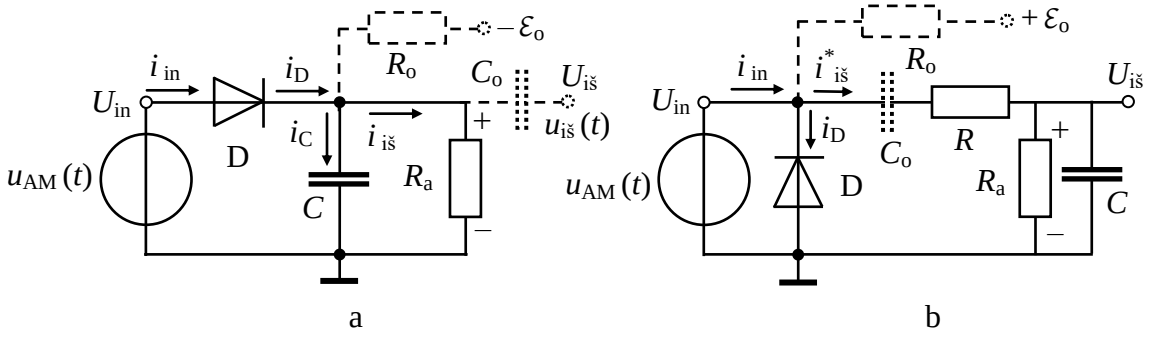
atitinkamo generatoriaus $G_{1,2}$ išėjimo $U_{iš\,G\,1,2}$, kuriame yra atitinkamo nešlio signalas $\boldsymbol{U}_{N\,1} = U_{o\,N1}\cdot e^{j\cdot(\omega_{N1}\cdot t+\varphi_{N1})}$ ir $\boldsymbol{U}_{N\,2} = U_{o\,N2}\cdot e^{j\cdot(\omega_{N2}\cdot t+\varphi_{N2})}$. Šių signalų parametrai yra parenkami pagal pasirinktą manipuliacijos kodą. Čia reikia pasakyti, kad dažniausiai signalai $\boldsymbol{U}_{N\,1}$, $\boldsymbol{U}_{N\,2}$ ir $u_M(t)$ yra sinchronizuoti, pavyzdžiui, papildomu sinchronizacijos signalu $u_{snh}(t)$, kurį generuoja sinchronizacijos generatorius. Taip pat pasakysime, kad išnagrinėtuose tranzistoriniuose moduliatoriuose dvipoliai tranzistoriai gali būti pakeisti lauko tranzistoriais, ir atvirkščiai.

2.4. Moduliuotos amplitudės $U_o(t)$ (arba (ir) $I_o(t)$), dažnio $f(t)$ ir fazės $\varphi_o(t)$ elektrinių signalų detekcijos metodai. Amplitudės, dažnio ir fazės detektoriai

Elektrinio signalo detekcija – elektroninio įtaiso veikos procesas, kurio metu yra išgaunama pranešimų informacija – naudingas signalas $u_{inf}(t)$ (arba $u_s(t)$), kuri yra užkuoduota elektrinio signalo $\boldsymbol{U}_N$ – nešlio amplitudėje $U_{o\,N}(t)$ arba dažnyje $\omega_N(t)$, arba fazėje $\varphi_{o\,N}(t)$ ir jų kombinacijose. Akivaizdu, kad detekcija yra atvirkščias moduliacijai veiksmas, todėl turime *amplitudinę*, *dažninę* ir *fazinę* detekcijas, atitinkamai: A-, D- ir F- *detekcijas*, kartu ir atitinkamus A-, D- ir F- *detektorius*.

2.4.1. AM- signalų detekcijos metodai. AM- detektoriai

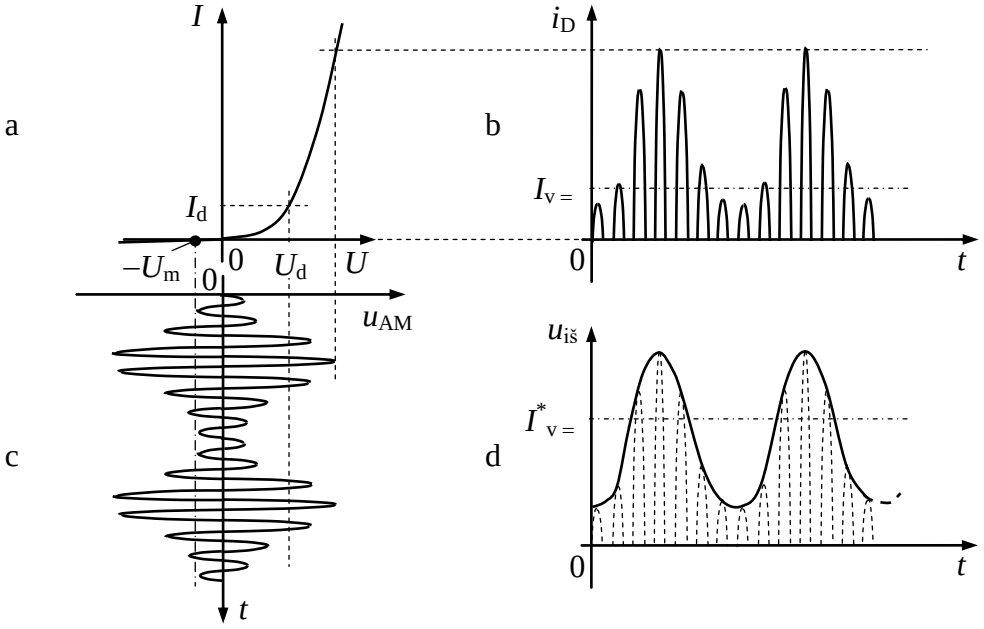
Pats paprasčiausias moduliuotos amplitudės AM- signalų *A- detekcijos metodas* yra diodinis vienpusis srovės ir įtampos lyginimas (pirmoji d.– 1.26 pav.), kuris, savo ruožtu, yra gaunamas dviem būdais, parodytais 2.271 pav. Jame yra pateikti *nuosekliojo* (2.271 pav., a) ir *lygiagrečiojo* (2.271 pav., b) veikimo A- detektoriai.



2.271 pav. Vienpusė diodinė kintamosios srovės ir įtampos elektroninė lyginimo grandinė – nuosekliojo (a) ir lygiagrečiojo (b) veikimo A- detektorius

Iš 2.271 pav. matome: dėl diodo D netiesinės VACh poveikio išėjime $U_{iš}$ įtampa $u_{iš}(t)$

skiriasi nuo įėjime U_{in} veikiančio poveikio įtampos u_{AM} (t). Tai yra parodyta laiko t diagramomis 2.272 pav., kai įėjime U_{in} poveikio AM- signalas u_{AM} (t) atitinka didelio (stipraus) signalo sąlygą (pirmoji d.– P2.2).



2.272 pav. Vienpusės diodinės kintamosios srovės ir įtampos lyginimo grandinės (2.271 pav.) – A- detektoriaus veika, esant didelio signalo sąlygai: a – diodo VACh; b – srovė i_D (t) diode D, kartu ir įtampa u_{Ra} (t) = = i_D (t)·R_a, kai C = 0, esant AM- signalo u_{AM} (t) poveikiui (c); d – detektuoto signalo $u_{iš}$ (t) įtampa A- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ – apkrovoje R_a, kai $C > 0$

Iš 2.272 pav. matome: dėl AM- signalo u_{AM} (t) (2.272 pav., c) poveikio diodu D tekanti srovė i_D (t) kinta taip, kaip tai yra parodyta 2.272 pav., b, kai C = 0. Akivaizdu, kad detektuotame signale i_D (t) atsiranda pastovios srovės $I_{v=}$ sandas, dėl kurio poveikio apkrovos varžoje R_a atsiranda pastovioji įtampa $U_m = R_a \cdot I_{v=}$, ir šios įtampos veikiamas diodas D yra „pridaromas“ – jo veikos taškas {I, U} VACh kreivėje pasislenka į įtampos U neigiamų verčių sritį, pavyzdžiui, į $-U_m$ (2.272 pav., a). Nagrinėjamu atveju AM- signale u_{AM} (t) naudinga informacija u_{inf} (t) yra užkoduota amplitudžių $U_{o\ N}$ (t) gaubiamojoje. Todėl A-detektoriaus apkrovos rezistorius R_a (2.271 pav.) yra šuntuojamas tam tikros talpos kondensatoriumi $C > 0$, dėl kurio poveikio išėjime $U_{iš}$ yra gaunamas informaciją perduodantis įtampos signalas $u_{iš}$ (t) ≡ u_{inf} (t) (2.272 pav., d, ištisinė kreivė). Apkrovos varžą R_a šuntuojančio kondensatoriaus C talpos vertė yra parenkama taip, kad jo varžos $\boldsymbol{Z}_C$ modulis $|\boldsymbol{Z}_C|$ nešlio signalo $\boldsymbol{U}_N$ dažniui ω_N būtų daug mažesnis už $R_a >> |\boldsymbol{Z}_C|$, o informacijos signalo $u_{inf}(t) \equiv u_M(t)$ didžiausiam dažniui $\omega_{M\,max}$ varža $|\boldsymbol{Z}_C|$ turi būti pakankamai didelė, pavyzdžiui, (5–10) kartų didesnė už R_a, ir šią AM- detekcijos sąlygą išreiškiame taip:

$$1/(C\cdot\omega_{M\,max}) > (5\text{–}10)\cdot R_a >> 1/(C\cdot\omega_N). \qquad (2.797)$$

Iš (2.797) matome, jog ši sąlyga yra lengvai realizuojama, nes $\omega_{M\,max} << \omega_N$.

Kita vertus, akivaizdu, kad kondensatoriaus C įtaka detektuoto naudingo informacijos signalo $u_{iš}(t)$ amplitudės $U_{o\,iš}(t)$ gaubiamosios laiko t diagramai bus tuo geresnė, kuo tiksliau kondensatoriaus C įkrovimo ir išsikrovimo pereinamieji procesai atkartos moduliuojančiojo signalo u_M (t) laiko t funkciją, pavyzdžiui, harmoninės funkcijos sin x arba cos x pavidalą. Todėl apkrovos varžą R_a šuntuojančio kondensatoriaus C talpos vertę nusakanti sąlyga gali būti išreikšta ir taip:

$$2\cdot\pi/\omega_N << \tau_{RC} = R_a\cdot C << 2\cdot\pi/\omega_{M\,max}, \qquad (2.798)$$

čia yra parenkama R_aC– grandinės laiko konstantos $\tau_{RC} = R_a \cdot C$ vertė nešlio $\boldsymbol{U}_N$ ir moduliuojančiojo signalo $\boldsymbol{U}_M$ atitinkamų periodų T_N ir T_M trukmių atžvilgiu.

Akivaizdu, kad dėl diodo D netiesinės VACh (2.251 pav.) A- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ detektuotas naudingos informacijos signalas $u_{iš}(t)$ yra iškraipytas. Tai nusakome *iškreipių faktoriumi* δ (pirmoji d.– (1.575)):

$$\delta \cong U_{o\,(2\cdot\omega_M)} / U_{o\,(\omega_M)}, \tag{2.799}$$

čia apsiribota tik pirmąja $U_{o\,(\omega_M)}$ ir antrąja $U_{o\,(2\cdot\omega_M)}$ informacijos signalo $u_{iš}(t)$ sudėtinio dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ atitinkamų harmonikų amplitudėmis, kai AM- signalas $u_{AM}(t)$ atitinka išraišką (2.749).

Iš 2.272 pav., a, pateiktos diodo D VACh akivaizdžiai matome, kad iškreipių faktoriaus δ vertės esminę dalį lemia diodo D pradinė VACh sritis tiesiogine kryptimi, kuri yra intervale 0–U_d ir 0–I_d. Šiame intervale turime tiesioginės srovės I_t kvadratinę priklausomybę nuo tiesioginės įtampos U_t:

$$I_t \cong \kappa \cdot U_t^2, \qquad \text{kai } I_t \le I_d = 0{,}1 \cdot I_{t\,max}, \tag{2.800}$$

čia: κ – proporcingumo koeficientas, kurio vertė priklauso nuo diodo D puslaidininkinės medžiagos tipo – Ge, Si, GaAs ir t. t. (pirmoji d.– 1.17 pav.), ir šioms medžiagoms galioja atitinkamos nelygybės:

$$\kappa_{Ge} > \kappa_{Si} > \kappa_{GaAs}. \tag{2.800a}$$

Taigi, matome, kad, siekiant minimalių δ verčių, didelio signalo atveju A- detektoriuje yra būtina sudaryti sąlygas, kurioms esant AM- signalo $u_{AM}(t)$ amplitudžių $U_o(t)$ gaubiamoji sąlygotų diodo D srovės I_t kitimą ribose $I_{t\,max} > I_t > I_d$, nes šiose ribose diodo D tiesioginės VACh sritis yra maksimaliai tiesinė. Kita vertus, iš čia darome išvadą, kad AM- signalo $u_{AM}(t)$ moduliacijos koeficiento M (2.746) vertė turi tenkinti sąlygą $M \le 0{,}3$–$0{,}4$. Kai $M >$ $> 0{,}4$, iškreipių faktoriaus δ sumažėjimą galima pasiekti pastovaus priešįtampio būdu: A- detektoriaus diodą D veikiant tiesioginės krypties pastoviąją įtampą $U_t \approx U_d$, kuri yra sudaroma pastoviosios įtampos šaltinio $\mathcal{E}_o$ ir varžos R_o grandine taip, kaip tai yra parodyta 2.271 pav. brūkšninėmis linijomis. Šiame paveiksle taip pat yra parodyti skiriamieji kondensatoriai C_o. Čia reikia pasakyti, kad priešįtampio grandinės varža $R_o \ge (5\text{–}10) \cdot R_a$, arba, mažinant šiluminius nuostolius varžoje R_o, jos vertė yra parenkama santykinai maža – $R_o =$ $= (100\text{–}300)\ \Omega$, ir todėl nuosekliai varžai R_o yra jungiamas papildomas elementas – aukštadažnis droselis Dr (2.271 pav. neparodytas), kurio induktyvumas L_{Dr} yra parenkamas iš sąlygos:

$$\omega_{M\,min} \cdot L_{Dr} \ge (5\text{–}10) \cdot R_a, \tag{2.800b}$$

čia: $\omega_{M\,min}$ – informacijos signalo $u_{inf}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ mažiausias dažnis, o skiriamųjų kondensatorių C_o vertė yra parenkama iš akivaizdžios sąlygos:

$$1/(\omega_{M\,min} \cdot C_o) \le (5\text{–}10) \cdot R_a. \tag{2.800c}$$

A- detektoriaus veika, esant mažo signalo sąlygai, kai AM- signalo $u_{AM}(t)$ amplitudžių $U_o(t)$ gaubiamosios sąlygotas diodo D srovės I_t kitimas laike t yra ribose – $I_d \ge$ $\ge I_t \ge 0$ (2.272 pav., a), radijo ryšio sistemose nėra naudojama, nes šiuo atveju $\delta \approx 0{,}25$, kai $M = 1$. Tai matyti iš (2.800), kai AM- signalo $u_{AM}(t)$ amplitudė $U_{o\,AM}(t)$ yra:

$$U_{o\,AM}(t) = U_{o\,M} \cdot [1 + M \cdot \cos(\omega_M \cdot t \pm \varphi_{o\,M})], \tag{2.800d}$$

ir iš čia gauname tiesioginės srovės I_t diode D kitimo funkciją $i_t(t)$:

$$i_t(t) \cong \kappa \cdot \{U_{o\,M} \cdot [1 + M \cdot \cos(\omega_M \cdot t \pm \varphi_{o\,M})]\}^2 = \kappa \cdot U^2_{o\,M} \cdot (1 + M^2/2) +$$
$$+ (2 \cdot \kappa \cdot M \cdot U^2_{o\,M}) \cdot \cos(\omega_M \cdot t) + (\kappa \cdot M^2 \cdot U^2_{o\,M}) \cdot \cos(2 \cdot \omega_M \cdot t),$$

o iš čia bei (2.799) ir (2.800) randame:

$$\delta \cong U_{o\,(2\cdot\omega_M)} / U_{o\,(\omega_M)} \equiv \kappa \cdot M^2 \cdot U^2_{o\,M} / (2 \cdot \kappa \cdot M \cdot U^2_{o\,M}) = M/4. \tag{2.801}$$

Iš (2.801), kai $M = 1$, $\delta = 0{,}25$ ir čia pasinaudojome akivaizdžiomis tapatybėmis:

$$U_{\text{o}\,(2\cdot\omega_{\text{M}})} = (\kappa\cdot M^2\cdot U^2{}_{\text{o M}})\cdot R_{\text{a}} \;\text{ ir }\; U_{\text{o}\,(\omega_{\text{M}})} = (2\cdot\kappa\cdot M\cdot U^2{}_{\text{o M}})\cdot R_{\text{a}}. \quad (2.801a)$$

Iš 2.271 pav. taip pat matome: nuosekliojo veikimo A- detektoriaus (2.271 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}}(t)$ atitinka įtampą $u_{\text{C}}(t)$ kondensatoriuje C, o lygiagrečiojo veikimo A- detektoriaus (2.271 pav., b) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}}(t)$ atitinka įtampą $u_{\text{D}}(t)$ diode D, ir tai yra esminis skirtumas, nes antruoju atveju išėjimo $U_{\text{iš}}$ signale $u_{\text{iš}}(t)$ lieka aukštojo dažnio ω_{N} sandai. Todėl šių dažnių sandams panaikinti lygiagrečiojo veikimo A- detektoriuje (2.271 pav., b) rezistorinė apkrova R_{a} yra daroma žemųjų dažnių filtro pavidalo, pavyzdžiui, integruojamosios RC– grandinės, kurią sudaro rezistorinis įtampos daliklis $R\|R_{\text{a}}$ ir rezistorių R_{a} šuntuojantis kondensatorius C, kurio talpos vertė yra parenkama iš sąlygų (2.797) arba (2.798), būdu.

A- detektoriaus *pagrindiniai parametrai* yra šie:

1 – *įėjimo* U_{in} *diferencialinė varža* $r_{\text{A in}}$ signalui $\boldsymbol{U}_{\text{in}} = U_{\text{o in}}\cdot\cos(\omega_{\text{in}}\cdot t \pm \varphi_{\text{o}})$ yra apibrėžiama taip:

$$r_{\text{A in}} = U_{\text{o in}}/I_{\text{o}\,(\omega\,\text{in})}, \quad (2.802)$$

čia: $I_{\text{o}\,(\omega\,\text{in})}$ – A- detektoriaus įėjime U_{in} tekančios srovės $i_{\text{in}}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ pirmosios harmonikos amplitudė.

Dėl diodo D netiesinės VACh, įėjimo U_{in} srovės $i_{\text{in}}(t)$ laiko t funkcija yra sudėtingo pavidalo (2.251 pav., b), ir todėl srovės $I_{\text{o}\,(\omega\,\text{in})}$ vertės skaičiavimas reikalauja matematinės $i_{\text{in}}(t)$ funkcijos išraiškos, kuri dažniausiai yra aproksimuojama harmoninio signalo pusperiodžiu su atitinkamu nukirtimo kampu. Tačiau ir šiuo atveju skaičiavimai yra santykinai sudėtingi, todėl $r_{\text{A in}}$ vertę nustatysime iš A- detektoriaus veikos energetinių charakteristikų. Taigi, dėl harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$ poveikio šio signalo šaltinio $u_{\text{AM}}(t)$ atiduodama vidutinė galia yra $\overline{P}_{\text{in}} \cong U_{\text{o in}}\cdot I_{\text{o}\,\omega\,\text{in}}/2$, o vidutinė galia išsiskirianti apkrovoje R_{a} yra $\overline{P}_{\text{Ra}} \cong U_{\text{o}=}\cdot I_{\text{o}=}$, čia $U_{\text{o}=}$ ir $I_{\text{o}=}$ – atitinkamai pastovioji įtampa ir pastovioji srovė apkrovoje R_{a}, atsirandančios dėl diodo D lyginančiųjų savybių. Akivaizdu, kad nuoseklaus A- detektoriaus atveju (2.271 pav., a), esant sąlygai $R_{\text{a}} >> r_{\text{D}}$ – diodo D vidutinė diferencialinę varžą kintamajai srovei, praktiškai visa signalo $u_{\text{AM}}(t)$ šaltinio atiduodama vidutinė galia $\overline{P}_{\text{in}}$ bus suvartojama apkrovoje R_{a}, ir todėl galima parašyti:

$$U_{\text{o in}}\cdot I_{\text{o}\,\omega\,\text{in}}/2 \cong U_{\text{o}=}\cdot I_{\text{o}=} \Rightarrow (U_{\text{o in}}\cdot I_{\text{o}\,\omega\,\text{in}}/2)/U^2{}_{\text{o in}} \cong (U_{\text{o}=}\cdot I_{\text{o}=})/U^2{}_{\text{o in}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{\text{o}\,(\omega\,\text{in})}/(2\cdot U_{\text{o in}}) \cong (U_{\text{o}=}/U_{\text{o in}})\cdot(I_{\text{o}=}/U_{\text{o in}}) \Rightarrow r_{\text{A in (n)}} \cong R_{\text{a}}/2, \quad (2.803)$$

čia galutinį rezultatą – nuosekliojo jungimo A- detektoriaus įėjimo U_{in} diferencialinę varžą $r_{\text{A in (n)}}$ gavome pritaikę akivaizdžias tapatybes:

$$U_{\text{o in}} \cong U_{\text{o}=},\;\; I_{\text{o}\,\omega\,\text{in}}/U_{\text{o in}} = 1/r_{\text{A in (n)}}\;(2.802)\;\text{ ir }\; I_{\text{o}=}/U_{\text{o in}} \cong 1/R_{\text{a}}. \quad (2.803a)$$

Lygiagrečiojo A- detektoriaus atveju (2.271 pav., b), esant sąlygai – $R^*_{\text{a}} >> \overline{r}_{\text{D}}$, įėjimo U_{in} varžai $r_{\text{A in}\,(\lambda)}$ apskaičiuoti galima pritaikyti išraišką (2.803) įėjimo U_{in} grandinei, kuri, savo ruožtu, yra šuntuojama išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinės varža $R^*_{\text{a}} \cong R + R_{\text{a}}$, čia neįskaitome skiriamojo kondensatoriaus C_{o} varžos Z_{Co} informacinio signalo $i_{\text{M}}(t)$ dažniams ω_{nm}, ir todėl galima parašyti:

$$r_{\text{A in}\,(\lambda)} \cong r_{\text{A in (n)}}\cdot R^*_{\text{a}}/(r_{\text{A in (n)}} + R^*_{\text{a}}) \cong R_{\text{a}}/3, \quad (2.804)$$

čia tarėme, kad $R^*_{\text{a}} \cong R_{\text{a}}$, ir gavome, jog lygiagrečiojo A- detektoriaus atveju įėjimo U_{in} varža $r_{\text{A in}\,(\lambda)}$ yra santykinai maža.

2 – A- detektoriaus *pastoviosios įtampos perdavimo koeficientas* $K_{\text{U (A)}}$:

$$K_{\text{U (A)}} = U_{\text{o}=}/U_{\text{o in}} \le 1, \quad (2.805)$$

ir iš čia matome, kad $K_{\text{U (A)}} \Rightarrow 1$, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$, nes tada $U_{\text{o}=} \Rightarrow U_{\text{o in}}$.

3 – A- detektoriaus *diferencialinis įtampos perdavimo koeficientas* $K_{\text{u (A)}}$:

$$K_{\text{u (A)}} = \Delta U_{\text{o =}} / \Delta U_{\text{o in}} \le 1, \tag{2.806}$$

iš čia matome, kad $K_{\text{u (A)}} \Rightarrow 1$, kai $R_{\text{a}} \Rightarrow \infty$, nes tada $\Delta U_{\text{o =}} \Rightarrow \Delta U_{\text{o in}}$.

4 – A- detektoriaus *diferencialinis statumas* S_{A}:

$$S_{\text{A}} = \Delta I_{\text{o =}} / \Delta U_{\text{o in}} \sim 1/\overline{r}_{\text{D}}, \tag{2.807}$$

ir iš (2.806) bei (2.807) gauname:

$$K_{\text{u (A)}} = (\Delta U_{\text{o =}} / \Delta I_{\text{o =}}) / (\Delta U_{\text{o in}} / \Delta I_{\text{o =}}) \approx S_{\text{A}} \cdot R_{\text{a}}. \tag{2.808}$$

Baigdami šį skyrelį pasakysime, kad elektroniniuose įtaisuose dažniausiai yra naudojamas nuosekliojo jungimo A- detektorius (2.271 pav., a), nes jo apkrovos R_{a} – išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinė yra paprastesnė. Taip pat iš (2.803) ir (2.804) matome, kad nuosekliojo jungimo A- detektorius (2.271 pav., a) įėjimo U_{in} diferencialinė varža $r_{\text{A in (n)}} > r_{\text{A in (}\lambda\text{)}}$ – lygiagrečiojo jungimo A- detektoriaus (2.271 pav., b), ir tai yra dar vienas nuosekliojo jungimo A- detektoriaus pranašumas.

2.4.2. DM- signalų detekcijos metodai. DM- detektoriai

DM- signalui $u_{\text{DM}}(t)$ detektuoti yra naudojamos rezonansinio *LC*– kontūro įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{LC}}$ modulio $|\boldsymbol{U}_{\text{LC}}|$ bei fazės $\varphi_{\text{u LC}}$ dažninės charakteristikos, kai *LC*– kontūras yra žadinamas pastovios amplitudės srove $\boldsymbol{I} = I_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t}$. Šiuo atveju iš Omo dėsnio gauname:

$$\boldsymbol{U}_{\text{LC}} = \boldsymbol{I} \cdot \boldsymbol{Z}_{\text{LC}} = \boldsymbol{Z}_{\text{LC}} \cdot I_{\text{o}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t}. \tag{2.808a}$$

Ši išraiška lygiagrečiojo *LC*– kontūro atveju (2.83) įgauna pavidalą:

$$\boldsymbol{U}_{\text{LC lyg}} = \boldsymbol{I} \cdot \boldsymbol{Z}_{\text{lyg}} = I_{\text{o}} \cdot \{R^{-1} + \text{j} \cdot [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]\}^{-1} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot\omega\cdot t},$$

ir iš čia lygiagrečiojo *LC*– kontūro įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{LC lyg}}$ dažninė charakteristika $U_{\text{LC lyg}}(\omega)$ yra:

$$U_{\text{LC lyg}}(\omega) = \{R \cdot I_{\text{o}} / [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]\} / \{R + I_{\text{o}} / [\omega \cdot C - 1/(\omega \cdot L)]. \tag{2.809}$$

Iš (2.82) parašome fazinę charakteristiką $\varphi_{\text{u lyg}}(\omega)$:

$$\varphi_{\text{u lyg}}(\omega) = \text{arctg}\,\{R \cdot [1/(\omega\, L) - \omega \cdot C\,]\}. \tag{2.810}$$

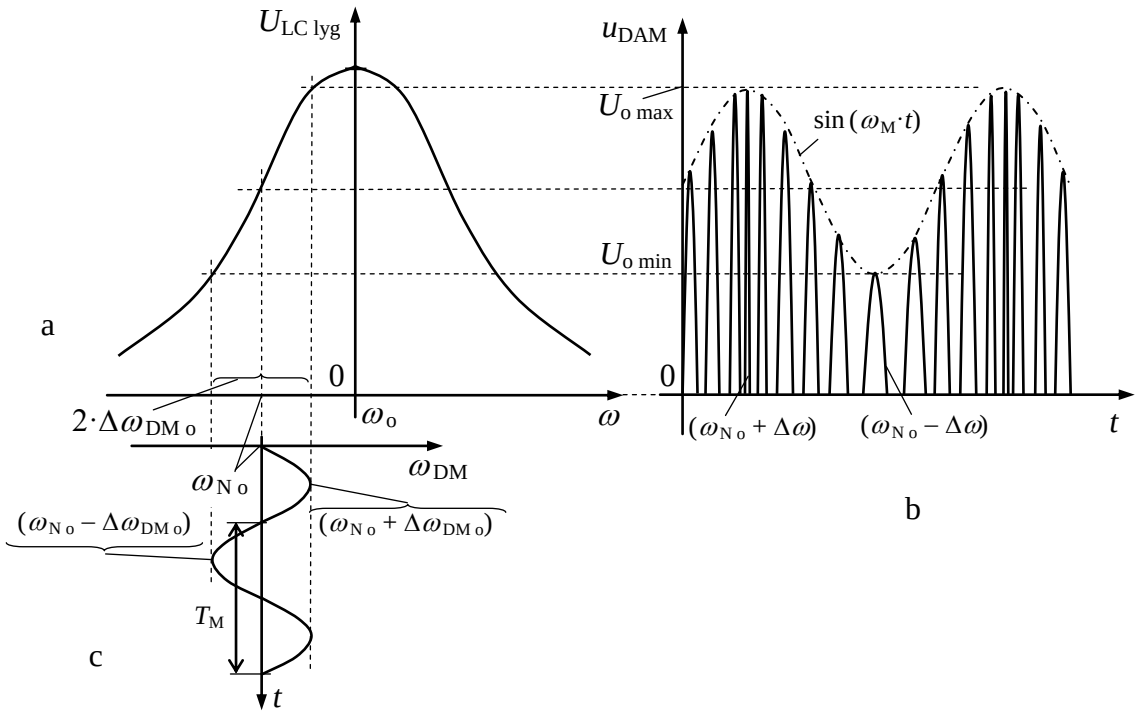
Iš (2.809) apskaičiuota lygiagrečiojo *LC*– kontūro įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{LC lyg}}$ dažninė charakteristika $U_{\text{LC lyg}}(\omega)$ yra parodyta 2.273 pav., a.

Iš 2.273 pav. matome: lygiagretusis *LC*– kontūras yra veikiamas harmoniniu DM- signalu $i_{\text{DM}}(t)$ (2.273 pav. c) ir šis poveikio signalas yra išreiškiamas taip:

$$i_{\text{DM}}(t) = I_{\text{o DM}} \cdot \cos[\omega_{\text{N o}} \cdot t \pm \Delta\omega_{\text{DM o}} \cdot \sin(\omega_{\text{M}} \cdot t) / \omega_{\text{M}} \pm \varphi_{\text{o DM}}], \tag{2.811}$$

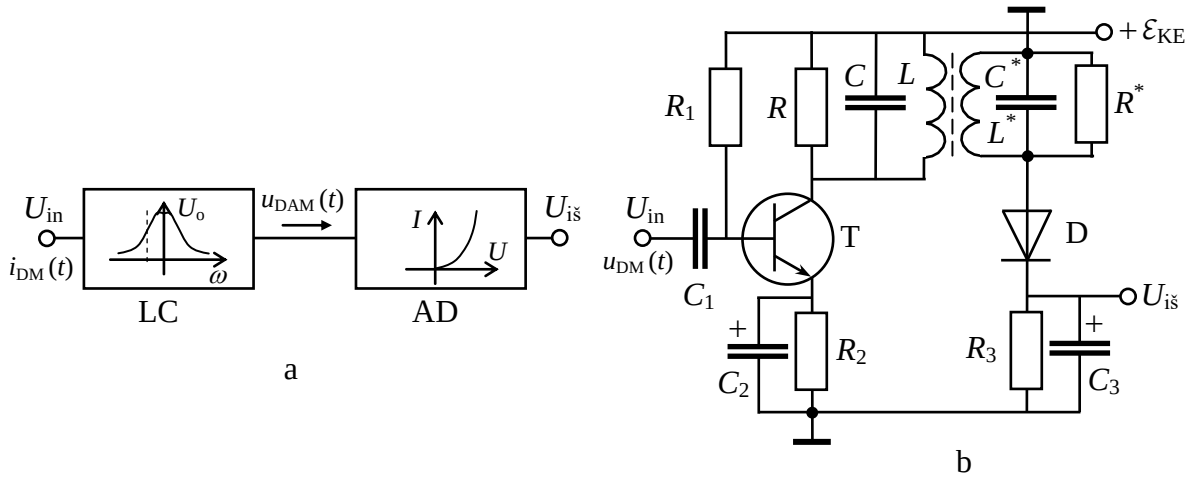
ir iš čia, esant šios srovės $i_{\text{DM}}(t)$ poveikiui, lygiagrečiajame *LC*– kontūre atsiranda įtampos $u_{\text{lyg}}(t)$ reakcija, kurios laiko t priklausomybės pavidalą lemia poveikio srovės $i_{\text{DM}}(t)$ vidutinio dažnio $\omega_{\text{N o}}$ vertė, lygiagrečiojo *LC*– kontūro rezonansinio dažnio ω_{o} vertės atžvilgiu.

Kai $\omega_{\text{N o}} < \omega_{\text{o}}$ ir $(\omega_{\text{N o}} + \Delta\omega_{\text{DM o}}) < \omega_{\text{o}}$, tai lygiagrečiajame *LC*– kontūre reakcijos įtampos $u_{\text{lyg}}(t)$ laiko t diagramos pavidalas atitinka įtampą $u_{\text{DAM}}(t)$, kurios laiko t diagrama tik teigiamiems pusperiodžiams yra parodyta 2.273 pav., b, nes neigiamų pusperiodžių vaizdas atitinka veidrodinį atspindį laiko ašies t atžvilgiu. Taigi gavome, kad vykstant pastovios amplitudės $I_{\text{o DM}}$ = const ir kintamojo dažnio $\omega_{\text{N}}(t)$ srovės signalo $i_{\text{DM}}(t)$ (2.811) sąveikai su lygiagrečiuoju *LC*– kontūru, yra gaunamas to paties kintamojo dažnio $\omega_{\text{N}}(t)$ ir moduliuotos amplitudės $U_{\text{o DAM}}(t)$ signalas $u_{\text{DAM}}(t)$, kurio amplitudės laiko t funkcija $U_{\text{o DAM}}(t)$ atitinka dažnio $\omega_{\text{N}}(t)$ kitimo laike t funkciją $\sin(\omega_{\text{M}} \cdot t)$. Iš čia kyla akivaizdus DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ detekcijos būdas: signalą $u_{\text{DAM}}(t)$ reikia detektuoti A- detektoriumi ir taip realizuoti DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ detekciją, kurią vadiname *D- detekcija*. Šį sprendimo būdą realizuojančio



2.273 pav. Lygiagrečiojo *LC*– kontūro įtampos $\boldsymbol{U}_{LC\ lyg}$ dažninė charakteristika $U_{LC\ lyg}$ (ω) (a) ir įtampos u_{DAM} (t) laiko t diagrama *LC*– kontūre (b), kurioje yra parodyti tik teigiami pusperiodžiai, kai *LC*– kontūras yra veikiamas harmoniniu DM- signalu $i_{DM}(t)$ (c)

elektroninio įrenginio struktūrinė schema yra parodyta 2.274 pav., a.



2.274 pav. D- detektoriaus su lygiagrečiuoju *LC*– kontūru (LC) ir A-detektoriumi (AD) struktūrinė schema (a) ir jos konkretus sprendimo variantas su *LC*– rezonansine BE stiprinimo pakopa T, bei nuosekliuoju A- detektoriumi D jos išėjime $U_{iš}$ (b)

2.274 pav. b, yra pateiktas konkretus D- detektoriaus schemos sprendimo variantas: *LC*– rezonansinė stiprinimo BE pakopa su nuosekliuoju A- detektoriumi išėjime $U_{iš}$ – turime *D- detektorių su lygiagrečiuoju LC– kontūru BE pakopos apkrovoje.*

Iš 2.274 pav., b, matome: D- detektorius yra padarytas *LC*– rezonansinėje BE stiprinimo pakopoje T, kurioje tranzistoriaus T kolektoriaus K apkrovos *LC*– kontūras yra induktyviai susietas su A- detektorių D žadinančiu L^*C^*– kontūru. Šių rezonansinių *LC*– ir L^*C^*– kontūrų rezonansiniai dažniai atitinkamai ω_o ir ω^*_o yra parenkami iš sąlygų:

$$\omega_{\text{o}} = (L \cdot C)^{-1/2} > \omega_{\text{N o}} = \omega^*_{\text{o}} = (L^* \cdot C^*)^{-1/2}. \qquad (2.812)$$

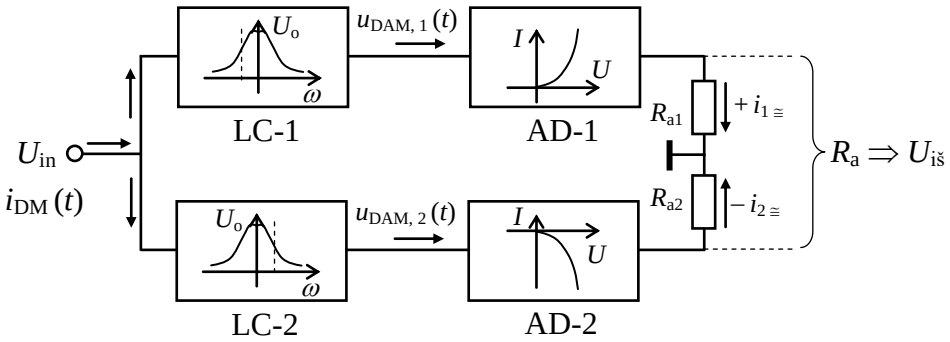
Akivaizdu, kad, siekiant minimalios iškreipių faktoriaus δ (2.775) vertės, yra būtina sudaryti papildomas sąlygas:

$$\left.\begin{array}{l} LC\text{– kontūrui: } \Delta\omega/2 = (\omega_{\text{o}}/Q^*)/2 = (\omega_{\text{o}} \cdot R/\rho)/2 > 2 \cdot \omega_{\text{M}}, \\ L^*C^*\text{– kontūrui: } \Delta\omega^* = \omega^*_{\text{o}}/Q^* = \omega^*_{\text{o}} \cdot R^*/\rho^* > 2 \cdot \omega_{\text{M}}, \end{array}\right\} \qquad (2.813)$$

čia: $\rho = \omega_{\text{o}} \cdot L = 1/(\omega_{\text{o}} \cdot C) = (L/C)^{1/2}$; $\rho^* = \omega^*_{\text{o}} \cdot L^* = 1/(\omega^*_{\text{o}} \cdot C^*) = (L^*/C^*)^{1/2}$ (2.81).

Čia reikia pasakyti, kad 2.274 pav., b, parodytas D- detektorius, esant sąlygai $\omega_{\text{o}} = \omega^*_{\text{o}}$, tampa A- detektoriumi, ir tai yra šios schemos pranašumas. Taip pat pasakysime, kad visose išnagrinėtose detektorių schemose dvipoliai tranzistoriai gali būti pakeisti lauko tranzistoriais.

Kita vertus, reikia pasakyti, kad santykinai paprasta D- detektoriaus schema su vienu išderintu *LC*– kontūru (2.274 pav., a) turi esminį trūkumą – santykinai didelę iškreipių faktoriaus δ vertę dėl netiesinės *LC*– kontūro rezonansinės dažninės charakteristikos $U_{\text{LC lyg}}(\omega)$ (2.273 pav., a). Šį trūkumą galima pašalinti D- detektoriaus schemoje su dviem išderintais *LC*– kontūrais – *balansiniame detektoriuje* (*BD- detektoriuje*) taip, kaip tai yra parodyta 2.275 pav.



2.275 pav. BD- detektoriaus struktūrinė schema su dviem išderintais lygiagrečiaisiais *LC*– kontūrais: LC-1 ir LC-2, ir dviem A-detektoriais: AD- 1 ir AD-2

Iš 2.275 pav. matome: BD- detektorius yra sudarytas iš dviejų vienodų lygiagrečiai sujungtų D- detektorių – AD-1 ir AD-2. Šiais detektoriais detektuotų signalų $u_{\text{DAM 1, 2}}(t)$ atitinkamos srovės $i_{1, 2\cong}(t)$ priešingomis fazėmis yra sumuojamos bendroje įrenginio tiesinėje apkrovoje $R_{\text{a}} = R_{\text{a 1}} + R_{\text{a 2}}$ – išėjime $U_{\text{iš}}$. Čia išėjime $U_{\text{iš}}$ suformuotas signalas $u_{\text{iš}}(t)$ yra naudingąją informaciją nešantis signalas.

Viena iš galimų BD- detektoriaus realizavimo elektroninių schemų yra parodyta 2.276 pav., a. Jame taip pat yra pateikti jos veikimą paaiškinantys grafikai.

Iš 2.276 pav. matome: išderintieji *LC*– kontūrai – L_2C_2 – ir L_3C_3 – yra tuo pačiu metu žadinami įėjime U_{in} veikiančiu signalu $u_{\text{DM}}(t)$, kurio vidutinis dažnis $\omega_{\text{DM}} \cong \omega_{\text{o 1}}$ – žadinančiojo *LC*– kontūro L_1C_1 rezonansinis dažnis, ir visų šių L_iC_i – kontūrų atitinkami rezonansiniai dažniai $\omega_{\text{o 2}}$, $\omega_{\text{o 3}}$ ir $\omega_{\text{o 1}}$ tenkina būtiną dažnių verčių sąlygą:

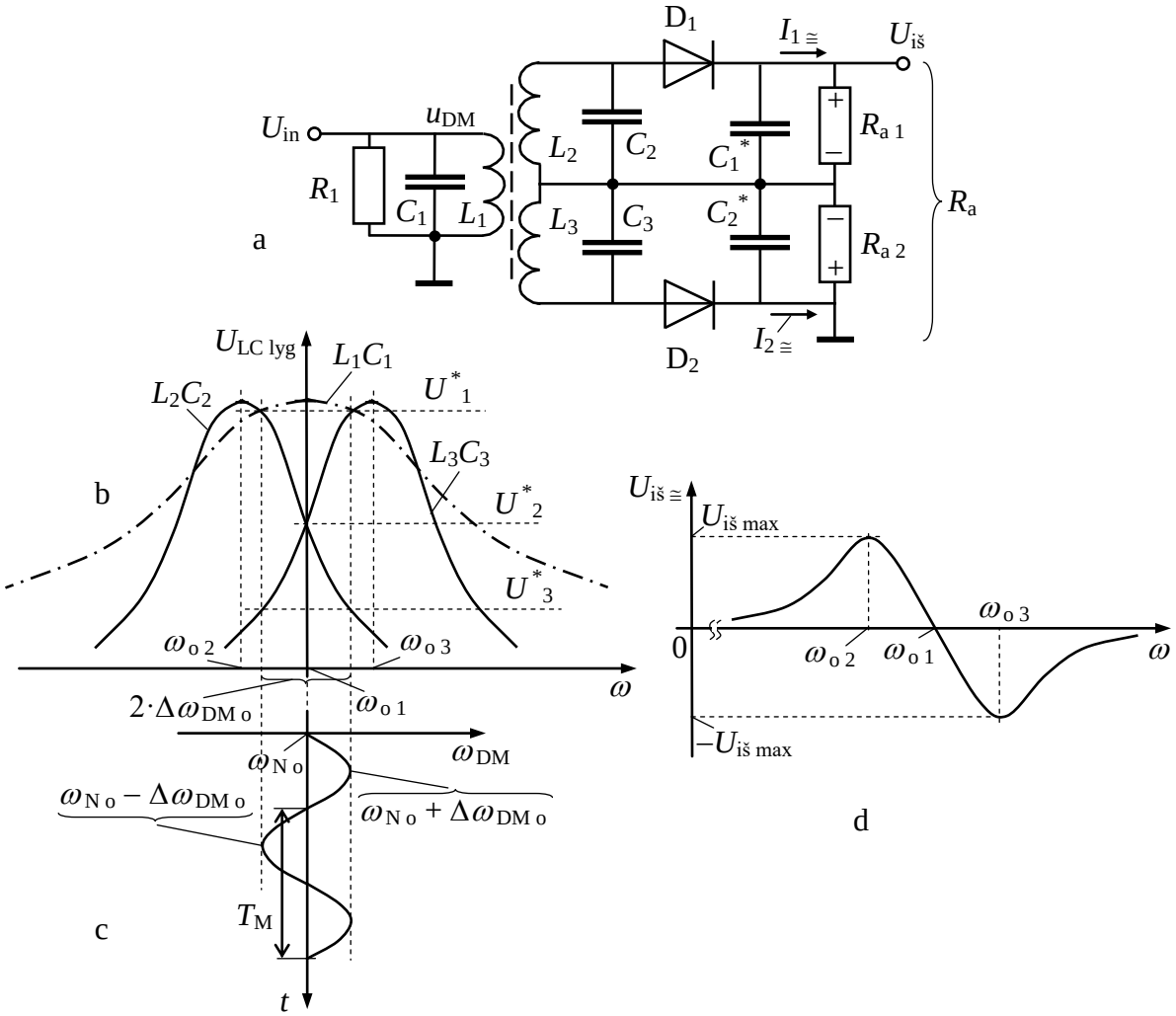
$$\omega_{\text{o 2}} < \omega_{\text{o 1}} < \omega_{\text{o 3}}, \qquad (2.814)$$

čia: $\omega_{\text{o 2}} = 2 \cdot \pi/(L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$, $\omega_{\text{o 3}} = 2 \cdot \pi/(L_3 \cdot C_3)^{-1/2}$, $\omega_{\text{o 1}} = 2 \cdot \pi/(L_1 \cdot C_1)^{-1/2}$.

Iš 2.276 pav., b, matome: žadinančiojo L_1C_1 – kontūro kokybė Q_1 yra nustatoma santykinai maža ir tai pasiekiama jį šuntuojant rezistoriumi R_1, todėl pirmojo – žadinančiojo L_1C_1 – kontūro praleidžiamųjų dažnių juosta $\Delta\omega$ (2.87) padidėja apimdama dažnius $\omega_{\text{o 2, 3}}$.

Taigi, 2.276 pav., a, parodytas BD- detektorius veikia taip.

Kai įrenginio įėjime U_{in} veikia DM- signalas $u_{\text{DM}}(t)$, kurio dažnio $\omega_{\text{DM}}(t)$ momentinė vertė $\omega_{\text{DM}}(t) = \omega_{\text{DM 1}} = \omega_{\text{N o}}$ – vidutinė vertė (2.276 pav., c), tai žadinančiajame L_1C_1 –



2.276 pav. Viena iš galimų BD- detektoriaus realizavimo elektroninių schemų (a) ir jos veikimą paaiškinantys grafikai (b)–(d)

kontūre momentinės įtampos $u_1\,(t)$ amplitudė $U_{\text{o}\,1}$ yra didžiausia – artima vertei U^*_1 (2.276 pav., b), o L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos vienodų amplitudžių $U_{\text{o}\,2,\,3}$ atitinkamos momentinės įtampos $u_{2,\,3}\,(t)$, kurių amplitudės $U_{\text{o}\,2,\,3} \cong \cong U^*_1/2 \cong U^*_2$, kai abiejų antrinių apvijų $L_{2,\,3}$ su pirmine apvija L_1 transformacijos koeficientai $n_{21} = 1$ (2.564). Žadinamuose L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose atsiradusios atitinkamos kintamosios įtampos $u_{2,\,3}\,(t) = U^*_2\cdot\cos\,(\omega_{\text{N o}}\cdot t + \varphi_{\text{o}})$ atitinkamais A- detektoriais $\text{D}_{1,\,2}$ yra išlyginamos, ir todėl tekančios pastoviosios srovės $I_{1=}$ ir $I_{2=}$ atitinkamų A- detektorių apkrovų rezistoriuose $R_{\text{a}\,1}$ ir $R_{\text{a}\,2}$ sukuria vienodų verčių atitinkamas pastoviąsias įtampas $U_{\text{a}\,1=}$ ir $U_{\text{a}\,2=}$. Taigi, iš 2.276 pav., a, matome, kad įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampos $U_{\text{iš}=}$ vertei galioja akivaizdi išraiška:

$$U_{\text{iš}=} = U_{\text{a}\,1=} + (-U_{\text{a}\,2=}) \equiv 0. \tag{2.815}$$

Kai BD- detektoriaus įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{\text{DM}}\,(t)$ dažnio $\omega_{\text{DM}}\,(t)$ momentinė vertė $\omega_{\text{DM}}\,(t) = \omega_{\text{N o}} - \Delta\omega_{\text{DM o}}$ (2.276 pav., c), žadinančiajame L_1C_1 – kontūre įtampos $u_1\,(t)$ amplitudė $U_{\text{o}\,1}$ išlieka artima vertei U^*_1 (2.276 pav., b), o L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos skirtingų amplitudžių $U_{\text{o}\,2,\,\text{o}\,3}$ atitinkamos įtampos $u_{2,\,3}\,(t)$:

$$\left.\begin{aligned} u_2\,(t) &= U^*_1\cdot\cos\,[(\omega_{\text{N o}} - \Delta\omega_{\text{DM o}})\cdot t + \varphi_{\text{o}}],\\ u_3\,(t) &= U^*_3\cdot\cos\,[(\omega_{\text{N o}} - \Delta\omega_{\text{DM o}})\cdot t + \varphi_{\text{o}}],\end{aligned}\right\} \tag{2.815a}$$

čia: $U_{o\,2} \cong U^*_1$; $U_{o\,3} \cong U^*_3$ ir $U^*_1 > U^*_3$.

Taigi, L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose atsiradusios kintamosios įtampos $u_{2,\,3}\,(t)$ atitinkamais A- detektoriais $D_{1,\,2}$ yra išlyginamos ir atitinkamos išlygintos pastoviosios srovės $I_{1\,\cong}$ ir $I_{2\,\cong}$, tekančios atitinkamų A- detektorių $D_{1,\,2}$ apkrovų rezistoriuose $R_{a\,1,\,a\,2}$ sukuria skirtingų verčių atitinkamas pastoviąsias įtampas $U_{a\,1\,\cong}$ ir $U_{a\,2\,\cong}$, ir iš čia gauname:

$$U_{iš\,\cong} = U_{a\,1\,\cong} + (-U_{a\,2\,\cong}) \equiv U^*_1 - U^*_3 = +U_{iš\,max}, \tag{2.816}$$

kai $\omega_{DM}\,(t) = \omega_{N\,o} - \Delta\omega_{DM\,o} \approx \omega_{o\,2}$.

Kai BD- detektoriaus įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{DM}\,(t)$ dažnio $\omega_{DM}\,(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}\,(t) = \omega_{N\,o} + \Delta\omega_{DM\,o}$ (2.276 pav., c), žadinančiame L_1C_1 – kontūre įtampos $u_1\,(t)$ amplitudė $U_{o\,1}$ išlieka artima vertei U^*_1 (2.276 pav., b), o žadinamuosiuose L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose transformatorinės indukcijos būdu yra žadinamos skirtingų amplitudžių $U_{o\,2,\,o3}$ atitinkamos įtampos $u_{2,\,3}\,(t)$:

$$\left.\begin{aligned} u_2\,(t) &= U^*_3 \cdot \cos\,[(\omega_{N\,o} + \Delta\omega_{DM\,o}) \cdot t + \varphi_o], \\ u_3\,(t) &= U^*_1 \cdot \cos\,[(\omega_{N\,o} + \Delta\omega_{DM\,o}) \cdot t + \varphi_o], \end{aligned}\right\} \tag{2.816a}$$

čia: $U_{o\,2} \cong U^*_3$; $U_{o\,3} \cong U^*_1$ ir $U^*_1 > U^*_3$.

Taigi, L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūruose atsiradusios atitinkamos kintamosios įtampos $u_{2,\,3}\,(t)$ A- detektoriais $D_{1,\,2}$ yra išlyginamos ir išlygintos atitinkamos pastoviosios srovės $I_{1\,\cong}$ ir $I_{2\,\cong}$, tekančios atitinkamų A- detektorių $D_{1,\,2}$ apkrovų rezistoriuose $R_{a\,1,\,a\,2}$, sukuria skirtingų verčių atitinkamas pastoviasias įtampas $U_{a\,1\,\cong}$ ir $U_{a\,2\,\cong}$. Iš čia gauname:

$$U_{iš\,\cong} = U_{a\,1\,\cong} + (-U_{a\,2\,\cong}) \equiv U^*_3 - U^*_1 = -U_{iš\,max}, \tag{2.817}$$

kai $\omega_{DM}\,(t) = \omega_{N\,o} + \Delta\omega_{DM\,o} \approx \omega_{o\,3}$.

Tipinė BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{iš\,\cong}\,(\omega)$ yra parodyta 2.276 pav., d, iš kurio matome, kad DM- signalo $u_{DM}\,(t)$ dažnio $\omega_{DM}\,(t)$ deviacija $\Delta\omega_{DM\,o}$ turi tenkinti šią sąlygą:

$$\Delta\omega_{DM\,o} \le \omega_{o\,3} - \omega_{o\,2} = \Delta\omega_{BD}, \tag{2.818}$$

čia: $\Delta\omega_{BD}$ – BD- detektoriaus dažnių pralaidumo juosta, iš kurios yra apskaičiuojamas BD- detektoriaus diferencialinis statumas S_{BD}:

$$S_{BD} = \Delta U_{iš\,\cong}/\Delta\omega_{BD}. \tag{2.818a}$$

Akivaizdu, kad BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{iš\,\cong}\,(\omega)$ turi būti maksimaliai simetrinė – įtampos $U_{iš\,\cong}$ maksimali „+“ ir minimali „–“ vertės $\pm U_{iš\,max}$ turi būti vienodų modulių, nes tai lemia maksimaliai tiesinę perdavimo charakteristiką $U_{iš\,\cong}\,(\omega)$, ir todėl kartu mažina netiesinius iškreipius δ (2.799). Kita vertus, akivaizdu, kad $|U_{iš\,max}|$ vertė priklauso nuo žadinamųjų L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūrų atitinkamų kokybių Q^*_2 ir Q^*_3 ((2.81), (2.84)), kurių vertės, savo ruožtu, priklauso nuo santykio $(L/C)^{1/2}$. Taigi, išderinant žadinamųjų L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūrų atitinkamus rezonansinius dažnius $\omega_{o\,2}$ ir $\omega_{o\,3}$ (2.790), jų kokybės $Q^*_{2,\,3}$ bendru atveju nėra lygios. Todėl tapatybę $Q^*_2 = Q^*_3$ galima užtikrinti, esant šioms sąlygoms:

$$Q^*_2 = R_2/(L_2/C_2)^{1/2} = R_3/(L_3/C_3)^{1/2} = Q^*_3, \tag{2.819a}$$

$$2\cdot\pi/(L_3\cdot C_3)^{-1/2} - 2\cdot\pi/(L_2\cdot C_2)^{-1/2} = \Delta\omega_{BD} = \Delta\omega_{DM\,o}, \tag{2.819b}$$

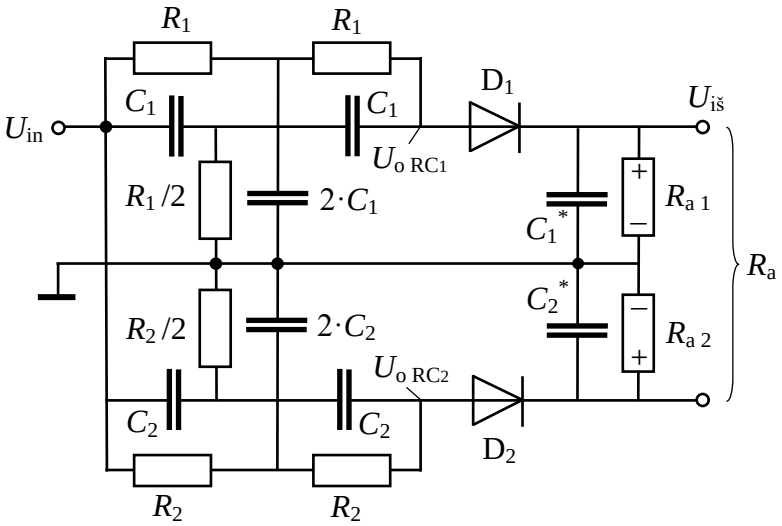
čia: R_2 ir R_3 – atitinkamus žadinamuosius L_2C_2 – ir L_3C_3 – kontūrus šuntuojantys rezistoriai.

Iš (2.819) matome: bendru atveju yra sudėtinga realizuoti reikiamą vertę $\Delta\omega_{BD}$ (2.818) ir tapatybę $Q^*_2 = Q^*_3$. Kita vertus, iš (2.819) matome, kad reikiamą sąlygą: $Q^*_2 = Q^*_3$, galima gauti šuntuojant tik vieną žadinamąjį L_2C_2 –, arba L_3C_3 –, kontūrą su atitinkamu šuntuojančiu rezistoriumi R_2 arba R_3, ir šiuo atveju yra šuntuojamas L_iC_i – kontūras, kurio

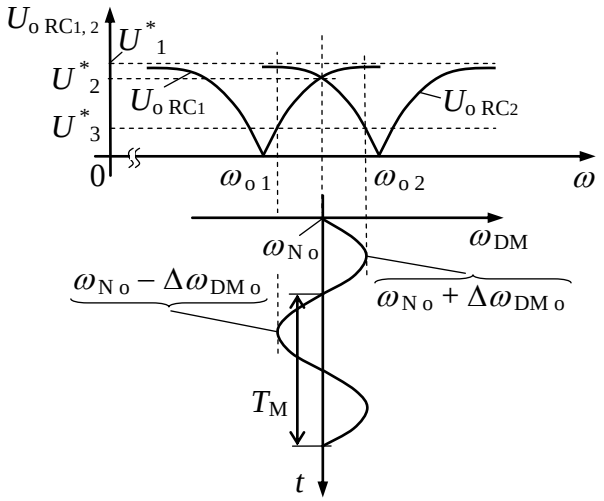
kokybės Q^* vertė yra didesnė. Taip pat reikiamą sąlygą $|+U_{\text{iš max}}| = |-U_{\text{iš max}}|$ galima gauti paderinus $\omega_{\text{o}\,1}$ vertę – ją mažinant, kai $Q^*_2 < Q^*_3$, arba didinant, kai $Q^*_2 > Q^*_3$ (2.276 pav., b), ir šiuo atveju nebūtinai turi būti tenkinama sąlyga (2.814).

Savaime suprantama, kad *BD- detektorius gali būti sudarytas ir su dviem išderintais juostinais RC– filtrais*, pavyzdžiui, su dvigubo T- pavidalo *RC*– užtvariniais filtrais (2.40 pav.). Tokio įrenginio principinė elektroninė schema yra parodyta 2.277 pav., a, o pozicijoje (b) yra pateiktos tokio BD- detektoriaus veikimą paaiškinančios diagramos.

a



b

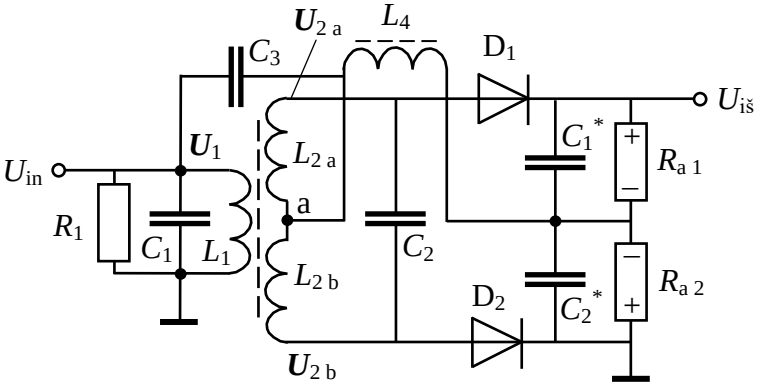


2.277 pav. BD- detektoriaus principinė elektroninė schema (a) su dviem išderintais dvigubo T- pavidalo *RC*– užtvariniais filtrais ir dviem A- detektoriais $D_{1,\,2}$, bei jos veiką paaiškinančios diagramos (b)

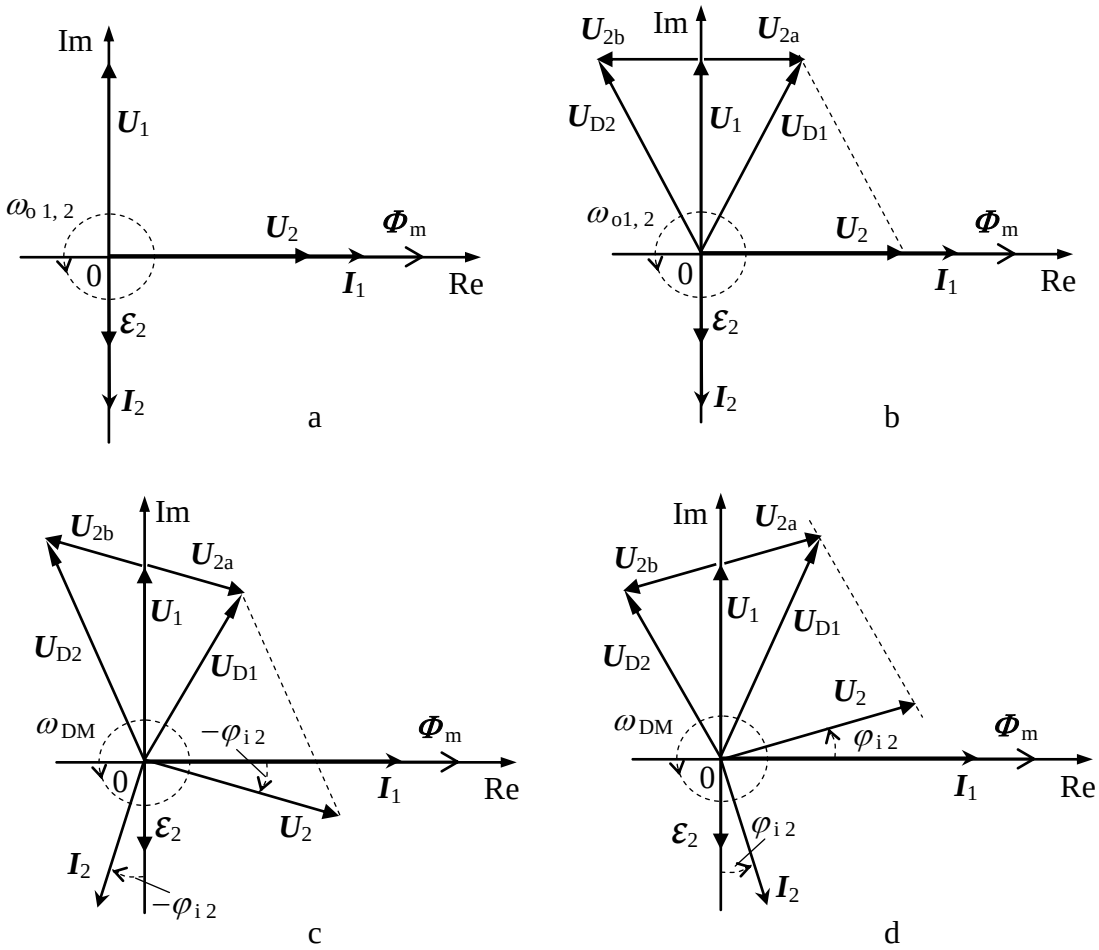
Iš 2.277 pav., b, pateiktų dažnio ω laiko t diagramų matome, kad ir šiuo atveju BD- detektoriaus veika atitinka anksčiau išnagrinėto įrenginio (2.276 pav., a) veiką, ir todėl šiuo atveju BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{\text{iš}} \cong (\omega)$ atitinka parodytą 2.276 pav., d, kuriame dažnių vertės $\omega_{\text{o}\,2} \to \omega_{\text{o}\,1}$ ir $\omega_{\text{o}\,3} \to \omega_{\text{o}\,2}$, ir nėra problemos užtikrinti netiesinius iškreipius δ (2.799) mažinančią sąlygą $|+U_{\text{iš max}}| = |-U_{\text{iš max}}|$. Taip pat reikia pasakyti, kad 2.277 pav., a, parodyto BD- detektoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $U_{\text{iš}} \cong (\omega)$ yra diferencinė – skirtuminė.

Akivaizdu, kad D- detekciją galima gauti taikant *LC*– kontūrų fazinių charakteristikų $\varphi_{\text{u, i}}(\omega)$ dažnines savybes. Vienas iš galimų BD- detektoriaus elektroninės schemos variantų – *BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC– kontūrais*, kurioje yra panaudojamos lygiagrečiojo *LC*– kontūro fazinės charakteristikos $\varphi_{\text{i}}(\omega)$ (2.27 pav.) savybės, yra parodytas 2.278 pav., o jo veiką paaiškinančios vektorinės diagramos yra parodytos

2.279 pav.



2.278 pav. BD- detektoriaus principinė elektroninė schema su dviem vienodo rezonansinio dažnio $L_{2a}C$– ir $L_{2b}C$– kontūrais ir dviem A-detektoriais $D_{1,\,2}$, kurioje yra naudojamos lygiagrečiojo LC– kontūro fazinės charakteristikos $\varphi_i(\omega)$ dažninės savybės



2.279 pav. BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio $L_{2a}C$– ir $L_{2b}C$– kontūrais (2.278 pav.) veiką paaiškinančios vektorinės diagramos, kai: $\omega_{DM}(t) = \omega_{o\,1,\,2}$ (a, b); $\omega_{DM}(t) < \omega_{o\,1,\,2}$ (c); $\omega_{DM}(t) > \omega_{o1,\,2}$ (d)

Iš 2.278 pav. matome: žadinamasis L_2C_2 – kontūras yra padarytas su induktyvumo ritelės L_2 vidurio atšaka – mazgas a, kuris per skiriamąjį kondensatorių C_3 yra sujungtas su žadinančiuoju L_1C_1 – kontūru, bei per induktyumo ritelę L_4 yra sujungta su A- detektorių $D_{1,\,2}$ nuosekliai sujungtų atitinkamų apkrovų $R_{a\,1}$ ir $R_{a\,2}$, vidurio mazgu. Šioje schemoje abiejų

L_1C_1 – ir L_2C_2 – kontūrų atitinkami rezonansiniai dažniai $\omega_{o\,1}$ ir $\omega_{o\,2}$ yra nustatomi vienodų verčių:

$$\omega_{o\,1} = 2\cdot\pi/(L_1\cdot C_1)^{-1/2} = \omega_{o\,2} = 2\cdot\pi/(L_2\cdot C_2)^{-1/2}, \qquad (2.820)$$

čia: $L_2 = L_{2\,a} + L_{2\,b}$ ir $L_{2\,a} = L_{2\,b}$.

BD- detektorius su dviem vienodo rezonansinio dažnio L_iC_i- kontūrais (2.278 pav.) veikia taip.

Kai balansinio D- detektoriaus įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) = \omega_{o\,1,\,2}$, tai, esant šiam poveikiui, žadinančiajame L_1C_1 – kontūre atsiranda įtampa $\boldsymbol{U}_1 = U_{o\,1}\cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t + \pi/2)}$, ir todėl induktyvumo ritele L_1 teka reakcijos srovė $\boldsymbol{I}_1 = I_{o\,1}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$ (2.279 pav., a). Dėl šios srovės ritelėje L_1 indukuojasi magnetinio lauko $\boldsymbol{B}_1$ srautas $\boldsymbol{\Phi}_m = \Phi_{o\,m}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}$, dėl kurio poveikio ritelėje L_2 atsiranda indukuotoji evj – $\boldsymbol{\mathcal{E}}_2 = \mathcal{E}_{o\,2}\cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t\pm\varphi_\mathcal{E})}$, kurios fazė $\varphi_\mathcal{E}$ yra $\pm\pi/2$ rad (arba $\pm 90^o$), pavyzdžiui, $\varphi_\mathcal{E} = -\pi/2$ rad (arba -90^o) magnetinio srauto $\boldsymbol{\Phi}_m$ atžvilgiu (2.279 pav., a). Dėl indukuotosios evj $\boldsymbol{\mathcal{E}}_2$ žadinamajame L_2C_2 – kontūre atsiranda indukuotoji srovė $\boldsymbol{I}_2 = I_{o\,2}\cdot e^{j\cdot(\omega\cdot t-\pi/2)}$, kurios fazė sutampa su $\boldsymbol{\mathcal{E}}_2$ faze, nes turime rezonanso sąlygą (2.27 pav.), ir, esant šiai situacijai, 2.279 pav., a, yra parodyta visų šių kompleksinių dydžių vektorinė diagrama.

Iš 2.278 pav. matome: įtampa $\boldsymbol{U}_1$ per pakankamai didelės talpos kondensatorių C_3 yra pridėta prie induktyvumo ritelės L_2 vidurio atšakos a ir kartu su įtampa $\boldsymbol{U}_{2\,a} = \boldsymbol{U}_2/2$ bei $\boldsymbol{U}_{2\,b} = \boldsymbol{U}_2/2$, kurios yra induktyvumo ritelės L_2 atitinkamose vienodose apvijų dalyse $L_{2\,a}$ ir $L_{2\,b}$, yra pridėtos prie atitinkamų A- detektorių diodų $D_{1,\,2}$. Taigi, A- detektorių $D_{1,\,2}$ atitinkamose įėjimuose – anoduose $A_{1,\,2}$ veikia atitinkamos poveikio įtampos $\boldsymbol{U}_{D1} = \boldsymbol{U}_1 + \boldsymbol{U}_{2\,a}$ ir $\boldsymbol{U}_{D2} = \boldsymbol{U}_1 + \boldsymbol{U}_{2\,b}$, kurių vektorinės diagramos rezonanso atveju yra parodytos 2.279 pav., b. Iš čia matome, kad $|\boldsymbol{U}_{D1}| = |\boldsymbol{U}_{D2}|$, ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ detektuota įtampa $U_{iš\,\cong} = |\boldsymbol{U}_{a\,1}| - |\boldsymbol{U}_{a\,2}| = 0$. Čia reikia pasakyti, kad kondensatoriaus C_3 varžos $\boldsymbol{Z}_{C3}$ modulis $|\boldsymbol{Z}_{C3}| = 1/(\omega_{DM}\cdot C_3)$ DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažniui ω_{DM} turi būti pakankamai mažas – iki kelių omų eilės, o droselio L_4 varža $|\boldsymbol{Z}_{L4}| = \omega_{DM}\cdot L_4$ – pakankamai didelė – iki kelių dešimčių kiloomų eilės, taip pat $C^*_1 = C^*_2$ ir $R_{a\,1} = R_{a\,2}$.

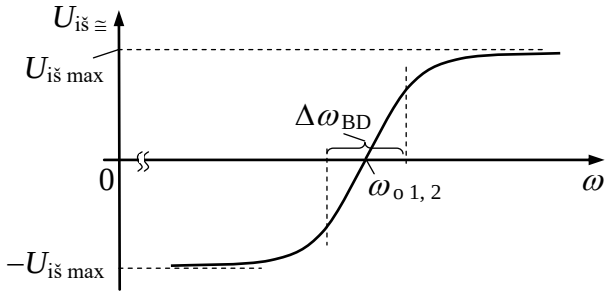
Kai BD- detektoriaus (2.278 pav.) įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) < \omega_{o\,1,\,2}$, tai, esant šiam poveikiui, žadinamajame L_2C_2 – kontūre atsirandančios indukuotosios srovės $\boldsymbol{I}_2$ fazė $\varphi_{i\,2}$ nebesutampa su $\boldsymbol{\mathcal{E}}_2$ faze, o būtent atsilieka, pavyzdžiui, yra ribose: $-\pi/2 < \varphi_{i\,2} < 0$ (arba $-90^o < \varphi_{i\,2} < 0$) (2.27 pav.). Ši situacija yra parodyta 2.279 pav., c, iš kurio matome, kad $|\boldsymbol{U}_{D1}| < |\boldsymbol{U}_{D2}|$, ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ detektuota įtampa $U_{iš\,\cong} = |\boldsymbol{U}_{a\,1}| - |\boldsymbol{U}_{a\,2}| < 0$.

Kai BD- detektoriaus (2.278 pav.) įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ momentinė vertė $\omega_{DM}(t) > \omega_{o\,1,\,2}$, tai, esant šiam poveikiui, srovės $\boldsymbol{I}_2$ fazė taip pat nebesutampa su $\boldsymbol{\mathcal{E}}_2$ faze, o būtent užskuba, pavyzdžiui, yra ribose: $\pi/2 > \varphi_{i\,2} > 0$ (arba $90^o > \varphi_{i\,2} > 0$) (2.27 pav.). Ši situacija yra parodyta 2.279 pav., d. Iš čia matome, kad $|\boldsymbol{U}_{D1}| > |\boldsymbol{U}_{D2}|$, ir todėl nagrinėjamo BD- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ detektuota įtampa $U_{iš\,\cong} = |\boldsymbol{U}_{a\,1}| - |\boldsymbol{U}_{a\,2}| > 0$.

Taigi parodėme, kad, keičiant DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokytį $\Delta\omega_{DM}$ į jam proporcingą fazės pokytį $\Delta\varphi$, ir šį pokytį – į du priešingų fazių balansinius AM- signalus $u_{AM\,1,\,2}(t)$, bei atliekant jų A- detektavimą, gaunamas D- detektavimas. Tipinė BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio $L_{2a}C$– ir $L_{2b}C$– kontūrais (2.278 pav.) *perdavimo charakteristika* $U_{iš\,\cong}(\omega)$ yra parodyta 2.280 pav.

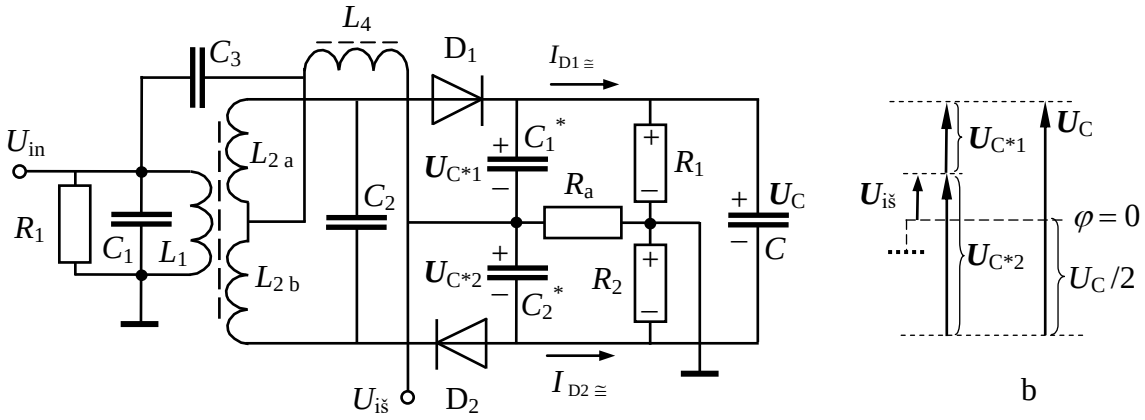
Iš 2.280 pav. matome: DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ deviacija $\Delta\omega_{DM\,o}$ turi tenkinti sąlygą: $\Delta\omega_{DM\,o} \le \Delta\omega_{BD}$ – praleidžiamų dažnių sritis, kurioje yra maksimali tiesinė priklausomybė $U_{iš\,\cong}(\omega)$.

Esminis išnagrinėtų BD- detektorių trūkumas yra tai, kad, esant DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės $U_{o\,DM}$ parazitinei moduliacijai, kai $U_{o\,DM}(t) \ne \text{const}$, jų išėjime $U_{iš}$ detektuotas signalas $U_{iš\,\cong}(\omega)$ yra ir amplitudės $U_{o\,DM}(t)$ kitimo laike t funkcija. Šio trūkumo neturi



2.280 pav. Tipinė BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{\text{iš}\cong}(\omega)$ su dviem vienodais $L_{2\text{a}}C$– ir $L_{2\text{b}}C$– kontūrais (2.278 pav.), kurių atitinkami rezonansiniai dažniai $\omega_{\text{o 1, 2}}$ yra lygūs: $\omega_{\text{o 1}} = \omega_{\text{o 2}}$

santykinis D- detektorius (*SD- detektorius*). Vienas iš galimų jo principinės elektroninės schemos variantų yra parodytas 2.281 pav., a.



2.281 pav. SD- detektoriaus principinė elektroninė schema (a) su dviem vienodo rezonansinio dažnio $L_{2\text{a}}C$– ir $L_{2\text{b}}C$– kontūrais ir dviem A-detektoriais $D_{1,\,2}$, kurioje yra panaikinta DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o DM}}$ parazitinės moduliacijos įtaka išėjime $U_{\text{iš}}$, ir jo veiką paaiškinanti įtampų diagrama (b)

Iš 2.281 pav. matome: SD- detektoriaus principinė elektroninė schema nuo 2.278 pav. parodytos BD- detektoriaus principinės elektroninės schemos su dviem vienodo rezonansinio dažnio $L_{2\text{a}}C$– ir $L_{2\text{b}}C$– kontūrais ir dviem A- detektoriais $D_{1,\,2}$ skiriasi labai nedaug – tik apkrovos R_{a} schemotechniniu sprendimu, bei A- detektorių $D_{1,\,2}$ jungimo poliškumu. SD- detektoriaus apkrova R_{a} yra padaryta taip, kad, esant DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o DM}}(t)$ parazitinei moduliacijai, kai $U_{\text{o DM}}(t) \neq \text{const}$, jos poveikis detektuotam signalui $U_{\text{iš}\cong}(\omega)$ būtų minimalus. Tai yra pasiekiama taip.

A- detektoriaus diodu D_1 išlyginta srovė $I_{D1\cong}$, tekėdama rezistoriumi R_1 ir rezistoriumi R_{a}, įkrauna kondensatorių C_1^*, ir todėl jame atsiranda įtampa $\boldsymbol{U}_{C*1}$, o A- detektoriaus diodu D_2 išlyginta srovė $I_{D2\cong}$, tekėdama rezistoriumi R_2 ir rezistoriumi R_{a}, įkrauna kondensatorių C_2^*, ir todėl jame atsiranda įtampa $\boldsymbol{U}_{C*2}$. Lygiagrečiai kondensatoriams C_1^* ir C_2^* yra prijungtas santykinai didelės talpos papildomas kondensatorius C = 2–10 μF, kuris šio proceso metu taip pat yra įkraunamas įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{C}}$, ir todėl galioja akivaizdi šias įtampas siejanti tapatybė:

$$|\boldsymbol{U}_{\text{C}}| = |\boldsymbol{U}_{C*1}| + |\boldsymbol{U}_{C*2}| \approx \text{const}, \tag{2.821}$$

nes dėl didelės kondensatoriaus C talpos suminė įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{C}}$ išlieka beveik pastovi.

Iš 2.281 pav., b, parodytos įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{C}}$, $\boldsymbol{U}_{C*1}$ ir $\boldsymbol{U}_{C*2}$ vektorinės diagramos matome,

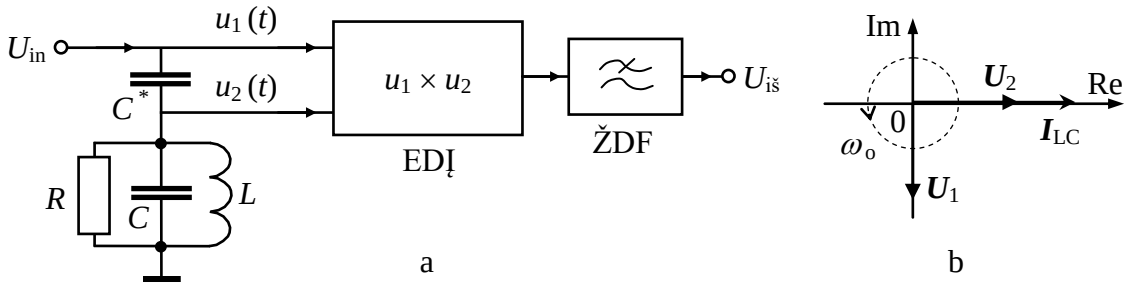
kad įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ detektuotam signalui $U_{\text{iš}\cong}(\omega)$ galima parašyti:

$$U_{\text{iš}\cong}(\omega) = |\boldsymbol{U}_{\text{C}*2}| - |\boldsymbol{U}_{\text{C}}|/2 = (|\boldsymbol{U}_{\text{C}*2}| - |\boldsymbol{U}_{\text{C}*1}|)/2, \qquad (2.822)$$

čia įtampa $U_{\text{iš}\cong}(\omega)$ yra dvigubai mažesnė, negu gaunama schemoje, parodytoje 2.278 pav.

Iš 2.281 pav., b, parodytos įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{C}}$, $\boldsymbol{U}_{\text{C}*1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{C}*2}$ vektorinės diagramos taip pat matome, kad įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ detektuoto signalo $U_{\text{iš}\cong}(\omega)$ vertė iš esmės priklauso tik nuo įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{C}*1}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{C}*2}$ modulių $U_{\text{C}*1,\,\text{C}*2}$ santykio: $U_{\text{iš}\cong}(\omega) \sim |\boldsymbol{U}_{\text{C}*2}|/|\boldsymbol{U}_{\text{C}*1}|$, ir todėl nagrinėjama schema yra vadinama *SD- detektoriumi*.

Elektronikoje taip pat gana plačiai yra taikomas *kvadratūrinis* DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ detekcijos metodas (KD- *detektorius*), kurio esmė matyti iš 2.282 pav., a, parodytos elektroninės-struktūrinės schemos ir jos veiką paaiškinančios vektorinės diagramos (2.282 pav., b).



2.282 pav. KD- detektoriaus elektroninė-struktūrinė schema (a) ir jos veiką paaiškinanti poveikio signalų vektorinė diagrama (b)

Iš 2.282 pav., a, matome: KD- detektoriaus veikos esmę sudaro tai, jog įėjime U_{in} veikiantis detektuojamas DM- signalas $u_{\text{DM}}(t)$ yra išskaidomas į du kvadratūriškai susiejusius signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$, kurių atitinkamų pradinių fazių $\varphi_{\text{o}\,1,\,\text{o}\,2}$ skirtumas $\Delta\varphi_{\text{o}} = \varphi_{\text{o}\,2} - \varphi_{\text{o}\,1} = \pm\pi/2$ rad, arba $\pm 90^{\text{o}}$, o paskui šie signalai elektroniniu dauginimo įrenginiu (EDĮ) yra sudauginami ir išfiltruojami žemųjų dažnių filtru (ŽDF). 2.282 pav., a, parodytoje KD- detektoriaus schemos įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ skaidymas į du kvadratūriškai susietus signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$ yra pasiekiamas taikant rezonansinio *LC*– kontūro dažnines savybes. O būtent, kai DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ dažnis $\omega_{\text{DM}}(t) = \omega_{\text{o}}$ – *LC*– kontūro rezonansinis dažnis, tai, esant šiai sąlygai, įtampos $u_2(t)$ fazė $\varphi_{\text{o}\,2}$ sutampa su *LC*– kontūru tekančios srovės $\boldsymbol{I}_{\text{LC}}$ faze $\varphi_{\text{o i}}$, o įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{C}*}$ kondensatoriuje C^* atsilieka kampu $-\pi/2$ rad (arba -90^{o}) nuo srovės $\boldsymbol{I}_{\text{LC}}$ fazės $\varphi_{\text{o i}}$. Kai kondensatoriaus C^* talpos vertė yra pakankamai maža ≈ 10 pF, o tai leidžia sudaryti sąlygą $|\boldsymbol{Z}_{\text{C}*}| >> |\boldsymbol{Z}_{\text{LC}}|$, tai šiuo atveju $u_1(t) \cong$ $\cong \text{Re}\,\boldsymbol{U}_{\text{C}*}$, ir iš čia gauname, kad įtampos $u_1(t)$ fazė $\varphi_{\text{o}\,1}$ atsilieka kampu $-\pi/2$ rad (arba -90^{o}) įtampos $u_2(t)$ fazės $\varphi_{\text{o}\,2}$ atžvilgiu. Ši nagrinėjamų signalų $\boldsymbol{U}_{1,\,2}$ situacija yra parodyta vektorine diagrama 2.282 pav., b. Kai įėjime U_{in} veikiančio DM- signalo $u_{\text{DM}}(t)$ dažnio $\omega_{\text{DM}}(t)$ momentinė vertė pakinta dydžiu $\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{DM o}}\cdot\cos(\omega_{\text{M}}\cdot t)$ (2.782), tai, esant šiam dažnio $\omega_{\text{DM}}(t)$ pokyčiui, įtampos $u_2(t)$ momentinė fazė $\varphi_2(t)$ taip pat pakinta dydžiu $\Delta\varphi_2(t)$, kurios vertę iš (2.82) galima išreikšti taip:

$$\Delta\varphi_2(t) = \text{arctg}\,(2\cdot Q^*\cdot\Delta\omega/\omega_{\text{o}}) \approx 2\cdot Q^*\cdot\Delta\omega/\omega_{\text{o}} \cong 2\cdot Q^*\cdot\Delta\omega_{\text{DM o}}\cdot\cos(\omega_{\text{M}}\cdot t)/\omega_{\text{o}}, \qquad (2.823)$$

čia apytikslė išraiška yra parašyta tarus, kad $Q^*\cdot >> 2\cdot\Delta\omega/\omega_{\text{o}}$.

Kvadratūriškai susijusius du signalus $u_1(t)$ ir $u_2(t)$ išreikšime taip:

$$\left.\begin{aligned} u_1(t) &= U_{\text{o DM}}\cdot\cos[\omega_{\text{N}}\cdot t + \gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\text{M}}\cdot t)], \\ u_2(t) &= U_{\text{o}\,2}\cdot\sin[\omega_{\text{N}}\cdot t + \gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\text{M}}\cdot t) + \Delta\varphi_2(t)], \end{aligned}\right\} \qquad (2.824)$$

ir iš čia šių signalų sandauga yra:

$$u_1(t)\cdot u_2(t) = U_{\text{o DM}}\cdot\cos[\omega_{\text{N}}\cdot t + \gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\text{M}}\cdot t)]\cdot U_{\text{o}\,2}\cdot\sin[\omega_{\text{N}}\cdot t + \gamma_{\omega}\cdot\sin(\omega_{\text{M}}\cdot t) +$$

$$+ \Delta\varphi_2(t)] \cong (U_{o\,DM}\cdot U_{o\,2}/2)\ \{\sin[2\cdot(\omega_N\cdot t + \gamma_\omega\cdot\sin(\omega_M\cdot t)) + \Delta\varphi_2(t)] + \sin(\Delta\varphi_2(t))\},$$

čia pirmasis išraiškos narys skliaustuose, kurio dažnis ($2\cdot\omega_N$), yra išfiltruojamas žemųjų dažnių filtru (ŽDF) (2.282 pav., a), ir todėl KD- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ turime detektuotą signalą $U_{iš\cong}(\omega)$:

$$U_{iš\cong}(\omega) \cong U_{o\,DM}\cdot U_{o\,2}\cdot\sin(\Delta\varphi_2(t))/2 \cong$$

$$\cong U_{o\,DM}\cdot U_{o\,2}\cdot\sin[2\cdot Q^{*}\cdot\Delta\omega_{DM\,o}\cdot\cos(\omega_M\cdot t)/\omega_o]/2. \quad (2.824a)$$

Iš (2.824a) matome, kad $U_{iš\,\cong}(\omega)$ momentinė vertė yra proporcinga informaciją perduodančio signalo $u_M(t)$ dažniui ω_M ir taip pat priklauso nuo detektuojamojo DM- signalo $u_{DM}(t)$ amplitudės $U_{o\,DM}(t)$ kitimo laike t, o tai yra nepageidaujamas reiškinys. Čia pasakysime, kad signalų elektroninis dauginimo įrenginys – EDĮ gali būti padarytas su diferencine stiprinimo pakopa, pavyzdžiui, analogiškai 2.253 pav. parodytai schemai, kurioje dvipoliai tranzistoriai $T_{1,2}$ gali būti pakeisti lauko tranzistoriais.

2.4.3. FM- signalų detekcijos metodai. FM- detektoriai

Anksčiau parodėme, kad iš (2.780) kyla esminė FM- signalo $u_{FM}(t)$ savybė – kartu su fazine moduliacija – $\varphi_{FM}(t)$ (FM), yra ir dažnio moduliacija – $\omega_{FM}(t)$ (DM), nes momentinis dažnis $\omega_{FM}(t)$ kinta proporcingai fazės kitimui $\varphi_{FM}(t)$ su priešingu pokyčio ženklu, o būtent, kai $\varphi_{FM}(t)$ didėja – $\Delta\varphi_{FM} > 0$, tai $\omega_{FM}(t)$ mažėja – $\Delta\omega_{FM} < 0$, ir atvirkščiai. Tačiau šis FM-signalo dažnio $\omega_{FM}(t)$ kitimas nėra tapatus signalo dažnio moduliacijai, nes DM- signalo $u_{DM}(t)$ dažnio $\omega_{DM}(t)$ pokytis $\Delta\omega_{DM}$ yra proporcingas moduliuojančio signalo $u_M(t)$ momentinei vertei, o FM- signalo $u_{FM}(t)$ naudinga informacija yra proporcinga moduliuojančiojo signalo $u_M(t)$ fazės $\varphi_{FM}(t)$ momentinei vertei. Taigi, iš čia darome išvadą: moduliuotosios fazės $\varphi_{FM}(t)$ – FM- signalų detekcijai – *F- detekcijai*, netinka DM- signalų $u_{DM}(t)$ detekcijos metodai ir juos realizuojantys įrenginiai – D-detektoriai.

F- detekcija yra gaunama *F- detektoriaus* įrenginyje atliekant dviejų signalų, pavyzdžiui, harmoninių įtampų $u_1(t) = U_{o\,1}\cdot\cos(\omega_1\cdot t + \varphi_{o\,1})$ ir $u_2(t) = U_{o\,2}\cdot\cos(\omega_2\cdot t + \varphi_{o\,2})$, daugybą, ir todėl F- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ yra gaunamas dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandas $u_{iš-}(t)$ su skirtuminiu dažniu $\omega_- = |\omega_1 - \omega_2|$:

$$u_{iš-}(t) = K_{u\,F}\cdot U_{o\,1}\cdot U_{o\,2}\cdot\cos[(\omega_1 - \omega_2)\cdot t + \varphi_{o\,1} - \varphi_{o\,2}]/2, \quad (2.825)$$

čia: $K_{u\,F}$ – F- detektoriaus įtampos perdavimo-stiprinimo diferencialinis koeficientas, o $\cos x$ funkcijos argumentas – kampas φ gali būti išskaidytas į du sandus:

$$\varphi_\omega = (\omega_1 - \omega_2)\cdot t \qquad \text{ir} \qquad \Delta\varphi_o = \varphi_{o\,1} - \varphi_{o\,2}. \quad (2.825a)$$

Šias išraiškas įrašę į (2.825), gauname dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sando $u_{iš-}(t)$ išraišką:

$$u_{iš-}(t) = K_{u\,F}\cdot U_{o\,1}\cdot U_{o\,2}\cdot\cos[\varphi_\omega + \Delta\varphi_o]/2. \quad (2.826)$$

Iš (2.826) matome, kad F- detektoriaus veika gali būti realizuota dviem būdais:

1 – kai $\omega_1 = \omega_2$, fazė $\varphi_\omega = 0$ ir iš (2.826) gauname:

$$u_{iš-}(t) = K_{u\,F}\cdot U_{o\,1}\cdot U_{o\,2}\cdot\cos(\Delta\varphi_o)/2, \quad (2.827)$$

ir iš čia matome, kad šiuo atveju F- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ įtampa $u_{iš-}(t)$ yra proporcinga poveikio įtampų $u_{1,2}(t)$ *pradinių fazių* $\varphi_{o\,1,\,o\,2}$ skirtumo kosinusui, ir toks F- detektoriaus veikimo būdas yra naudojamas elektrinių signalų matavimo įrenginiuose, bei elektroniniuose automatikos įtaisuose;

2 – kai $\omega_1 \neq \omega_2$, ir todėl $\varphi_\omega \neq 0$, o $\Delta\varphi_o = \text{const} \equiv 0$, ir iš (2.826) gauname:

$$u_{iš-}(t) = K_{u\,F}\cdot U_{o\,1}\cdot U_{o\,2}\cdot\cos(\varphi_\omega)/2, \quad (2.828)$$

ir iš čia matome, kad šiuo atveju F- detektoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}-}(t)$ yra proporcinga poveikio įtampų $u_{1,2}(t)$ *momentinių fazių* $\varphi_{1,2}(t)$ skirtumo kosinusui. Šis F- detektoriaus veikimo būdas yra naudojamas moduliuotos fazės FM- signalams detektuoti.

Kai F- detektoriaus poveikių įtampų $u_{1,2}(t)$ atitinkamos fazės $\varphi_{o\,1,o\,2}$ skiriasi $\pm\pi/2$ rad (arba $\pm 90^{o}$) ($\Delta\varphi_{o} = \varphi_{o\,1} - \varphi_{o\,2} = \pm\pi/2$ rad $\equiv \pm 180^{o}$), tai turėsime funkcijų sin *x* ir cos *x* daugybą, ir todėl F- detektoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ yra gaunamas dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandas $u_{\text{iš}-}(t)$ su skirtuminiu dažniu $\omega_{-} = |\omega_1 - \omega_2|$ funkcijos sin *x* išraiškoje. Todėl išraiška (2.828) įgaus pavidalą:

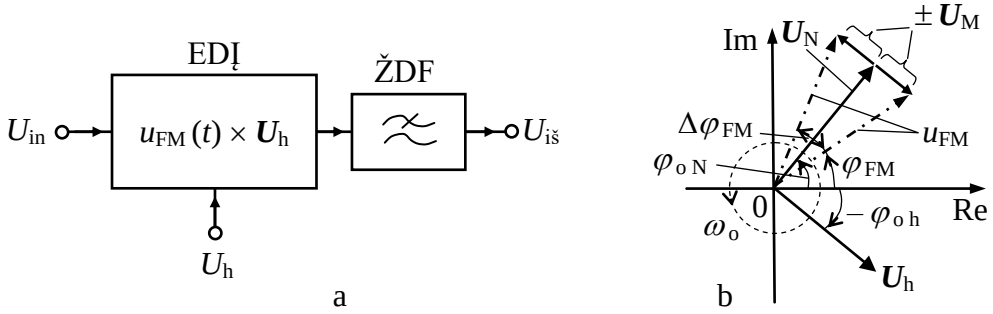
$$u_{\text{iš}-}(t) = K_{\text{u F}} \cdot U_{o\,1} \cdot U_{o\,2} \cdot \sin(\varphi_{\omega})/2, \tag{2.829}$$

ir iš čia, kai $\varphi_{\omega} \le \pm\pi/4$ rad (arba $\pm 45^{o}$), yra gaunama signalo $u_{\text{iš}-}(t)$ apytikslė išraiška:

$$u_{\text{iš}-}(t) \cong K_{\text{u F}} \cdot U_{o\,1} \cdot U_{o\,2} \cdot \varphi_{\omega}/2. \tag{2.830}$$

Iš (2.830) matome: F- detektoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}-}(t)$ yra tiesiog proporcinga poveikio įtampų $u_{1,2}(t)$ momentinių fazių $\varphi_{1,2}(t)$ skirtumui φ_{ω} (2.825a), bet kartu priklauso ir nuo poveikio signalų $u_{1,2}(t)$ atitinkamų amplitudžių $U_{o\,1,o\,2}$. Tai yra esminis išnagrinėto F- detektoriaus trūkumas.

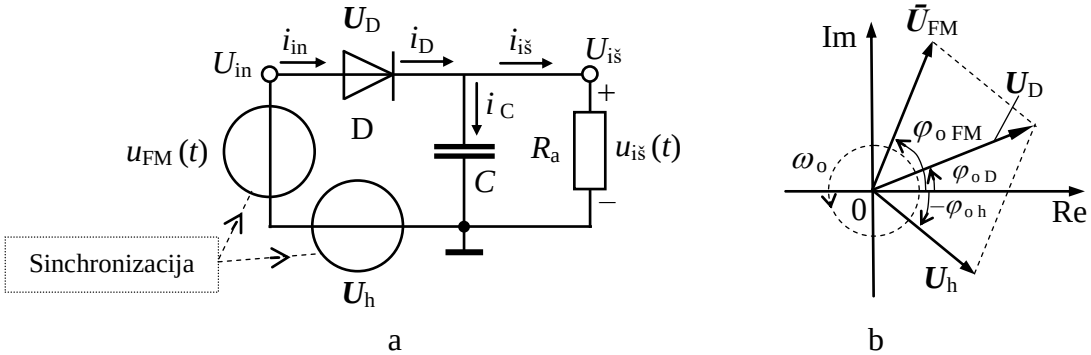
Taigi, parodėme, kad F- *detektoriaus* įrenginyje turi būti atliekama kvadratūriškai susijusių dviejų signalų $u_{1,2}(t)$ daugyba – panašiai kaip jau išnagrinėtame KD- detektoriaus atvejyje (2.282 pav.), ir tokio F- detektoriaus struktūrinė schema, bei jos veiką paaiškinanti poveikio signalų $u_{\text{FM}}(t) \to U_{\text{in}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}(\omega_{\text{h}}) \to U_{\text{h}}$ vektorinė diagrama yra parodyti 2.283 pav., atitinkamai a ir b.



2.283 pav. F- detektoriaus struktūrinė schema (a) ir jos veiką paaiškinanti poveikio signalų $u_{\text{FM}}(t)$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}(\omega_{\text{h}})$ vektorinė diagrama (b)

Iš 2.283 pav., b, matome: F- detektoriaus veikos metu yra būtina išlaikyti signalo $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ – *heterodino signalo*, ir FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ *nešlio* $\boldsymbol{U}_{\text{N}}$ atitinkamų pradinių fazių $\varphi_{o\,\text{h}}$ ir $\varphi_{o\,\text{N}}$ skirtumo $\Delta\varphi_{o\,\text{hN}}$ pastovią vertę $\Delta\varphi_{o\,\text{hN}} = \varphi_{o\,\text{h}} - \varphi_{o\,\text{N}} = \pm\pi/2$ rad (arba $\pm 90^{o}$).

Pati paprasčiausia F- detektoriaus principinė schema, realizuojanti 2.283 pav., a, parodytą struktūrinę elektroninę grandinę, yra parodyta 2.284 pav., a. Jame taip pat pozicijoje (b) yra pateikta poveikio įtampų $u_{\text{FM}}(t)$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ vektorinė diagrama.



2.284 pav. Paprasčiausio F- detektoriaus elektroninė schema (a) ir jos veiką iliustruojanti poveikio įtampų $\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM}}$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ vektorinė diagrama (b)

Iš 2.284 pav., a, matome: F- detektoriaus principinė elektroninė schemą nuo A-detektoriaus principinės elektroninės schemos (2.271 pav., a) skiriasi tik į įėjimo $\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{in}}$ grandinę nuosekliai FM- signalo įtampos $u_{\text{FM}}(t)$ šaltiniui papildomai įjungtu heterodino harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ šaltiniu. Akivaizdu, kad šiuo atveju diodo D anodą A veikiantį įtampa $\boldsymbol{U}_{\text{D}}$ yra heterodino įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{h}} = U_{\text{o h}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega_{\text{h}}\cdot t - \varphi_{\text{h o}})}$ ir įtampos $u_{\text{FM}}(t)$ vidutinės vertės $\boldsymbol{U}_{\text{FM}} \cong \boldsymbol{U}_{\text{N}} \cong$ $\cong U_{\text{o FM}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega_{\text{N}}\cdot t + \varphi_{\text{N o}})}$ vektorinė suma (2.284 pav., b):

$$\boldsymbol{U}_{\text{D}} = \boldsymbol{U}_{\text{h}} + \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM}}. \tag{2.831}$$

Iš (2.831), parinkę vektorių $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ ir $\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM}} \rightarrow \boldsymbol{U}_{\text{N}}$ tarpusavio statumo sąlygą:

$$\Delta\varphi_{\text{o hN}} = \varphi_{\text{o N}} - \varphi_{\text{o h}} = \pm\pi/2 \text{ rad (arba } \pm 90^{\text{o}}),$$

randame:

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{o D}} &\cong (U_{\text{o h}}{}^2 + U_{\text{o FM}}{}^2)^{1/2}, \\ \text{tg}\,\varphi_{\text{o D}} &= (U_{\text{o FM}} \cdot \sin\varphi_{\text{o FM}} + U_{\text{o h}} \cdot \sin\varphi_{\text{o h}})/(U_{\text{o FM}} \cdot \cos\varphi_{\text{o FM}} + U_{\text{o h}} \cdot \cos\varphi_{\text{o h}}), \end{aligned}\right\} \tag{2.832}$$

čia fazinių kampų $\varphi_{\text{o FM}}$ ir $\varphi_{\text{o h}}$ pradinės vertės yra rašomos su savo ženklu „+“ arba „–“.

Dėl įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{D}}$ poveikio per diodą D teka neharmoninė srovė $i_{\text{D}}(t)$ (2.251 pav., b), kurios dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_{\text{nm}}$ yra sudėtinis (2.765), ir jame, analogiškai (2.829), turime skirtuminį dažnių sandą $i_{\text{D}-}(t)$:

$$i_{\text{D}-}(t) = K_{\text{u F}} \cdot U_{\text{o D}} \cdot \sin(\Delta\varphi_{\text{o hN}})/2 \cong K_{\text{u F}} \cdot U_{\text{o D}} \cdot \Delta\varphi_{\text{o hN}}/2, \tag{2.833}$$

ir iš čia matome, kad dėl F- detektoriaus (2.284 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}}$ įjungto ŽDF – integruojamosios $R_{\text{a}}C$– grandinės poveikio yra gaunama detektuota įtampa $u_{\text{iš}}(t)$:

$$u_{\text{iš}}(t) = i_{\text{D}-}(t) \cdot R_{\text{a}} \cong K_{\text{u F}} \cdot R_{\text{a}} \cdot U_{\text{o D}} \cdot \Delta\varphi_{\text{o hN}}/2 \approx R_{\text{a}} \cdot U_{\text{o D}} \cdot \Delta\varphi_{\text{o hN}}/2, \tag{2.834}$$

čia galutinė apytikslė lygybė yra parašyta esant sąlygai: $R_{\text{a}} >> \overline{r}_{\text{D}}$, kai $K_{\text{u F}} \cong 1$.

Iš (2.834) matome: F- detektoriaus (2.284 pav., a) išėjime $U_{\text{iš}}$ įtampa $u_{\text{iš}}(t)$ tiesiogiai priklauso nuo poveikio signalų $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ ir $u_{\text{FM}}(t)$ tarpusavio fazių skirtumo $\Delta\varphi_{\text{o hN}}$, kuris, savo ruožtu, yra detektuojamo FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{\text{FM}}(t)$ ((2.779), 2.283 pav., b), vertės funkcija. Kita vertus, iš (2.834) matome, kad $u_{\text{iš}}(t)$ kartu priklauso ir nuo poveikio signalų $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ ir $u_{\text{FM}}(t)$ atitinkamų amplitudžių $U_{\text{o h}}$ ir $U_{\text{o FM}}$ sumos $U_{\text{o D}}$ (2.832), ir tai yra esminis trukūmas. Kitas esminis nagrinėjamo F- detektoriaus (2.284 pav., a) trūkumas yra tai, kad būtina palaikyti signalų $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ ir $u_{\text{FM}}(t)$ tarpusavio atitinkamų pradinių fazių $\varphi_{\text{o h}}$ ir $\varphi_{\text{o FM}}$ skirtumo $\Delta\varphi_{\text{o hN}}$ pastovią vertę $\pm\pi/2$ arba $\pm 90^{\text{o}}$, o tai, savo ruožtu, reikalauja papildomų radioelektroninių priemonių, pavyzdžiui, detektuotą signalą $u_{\text{FM}}(t)$ sinchronizuoti su heterodino signalo $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ generatoriumi. Dėl šių priežasčių FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ detekcijai dažniausiai yra naudojamos vadinamosios *balansinės F- detektorių* (*BF- detektorių*) schemos.

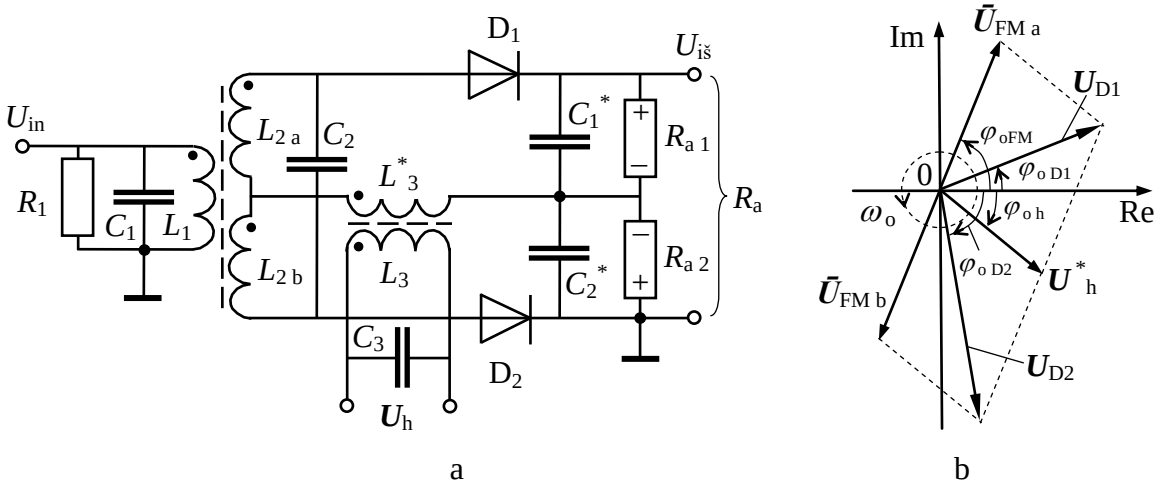
Taigi, FM- signalo $u_{\text{FM}}(t)$ detekcijai dažniausiai yra naudojama *balansinė F-detektoriaus* (*BF- detektoriaus*) schema, kurios vienas galimų variantų yra parodytas 2.285 pav., a, o pozicijoje b yra pateikta poveikio įtampų $u_{\text{FM}}(t)$ ir $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ vektorinė diagrama.

Iš 2.285 pav., a, matome: BF- detektoriaus principinė elektroninė schema mažai kuo skiriasi nuo 2.278 pav. parodytos BD- detektoriaus principinės elektroninės schemos – būtent čia nagrinėjamu atveju su detektuojamu FM- signalu $u_{\text{FM}}(t)$ kvadratūriškai susijęs antrasis – heterodino signalas $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$ yra paimamas iš atskiro generatoriaus, kuris bendru atveju yra sinchronizuojamas detektuojamu signalu $u_{\text{FM}}(t)$. Iš 2.285 pav., b, matome, kad diodų $\text{D}_{1,\,2}$ atitinkamus anodus $\text{A}_{1,\,2}$ veikiančios atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{D1, 2}}$ yra įtampų $\boldsymbol{U}_{\text{h}}$, $\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM a}}$ ir $\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM b}}$ atitinkamos vektorinės sumos (2.285 pav., b):

$$\boldsymbol{U}_{\text{D1}} = \boldsymbol{U}^{*}_{\text{h}} + \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM a}}, \qquad \boldsymbol{U}_{\text{D2}} = \boldsymbol{U}^{*}_{\text{h}} + \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM b}}, \tag{2.835}$$

čia atitinkamų įtampų išraiškos yra:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{U}_{\text{h}} \rightarrow \boldsymbol{U}^{*}_{\text{h}} &= n_3 \cdot U_{\text{o h}} \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega_{\text{h}}\cdot t - \varphi_{\text{o h}})}, \\ \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM a}} &= (n_{12\,\text{a}} \cdot U_{\text{o FM}}/2) \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega\cdot t + \varphi_{\text{o FM}})}, \\ \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{FM b}} &= (n_{12\,\text{b}} \cdot U_{\text{o FM}}/2) \cdot \text{e}^{\text{j}\cdot(\omega\cdot t + \varphi_{\text{o FM}} + \pi)}. \end{aligned}\right\} \tag{2.835a}$$



2.285 pav. BF- detektoriaus principinė elektroninė schema (a) ir jos veiką iliustruojanti poveikio įtampų $\bar{\boldsymbol{U}}_{\rm FM}$ ir $\boldsymbol{U}_{\rm h}$ vektorinė diagrama (b)

BF- detektoriaus įėjime $U_{\rm in}$ veikiantis FM- signalas $u_{\rm FM}(t)$ indukcijos būdu vienodose atitinkamose ritelėse $L_{2\ {\rm a,\ 2\ b}}$ žadina vienodas vidutinės įtampos $\bar{\boldsymbol{U}}_{\rm FM\ a,\ b}$, o heterodino įtampa $\boldsymbol{U}_{\rm h}$ indukcijos būdu žadina įtampą $\boldsymbol{U}^*_{\rm h}$ ritelėje L^*_3. Akivaizdu, kad žadinamų įtampų $\bar{\boldsymbol{U}}_{\rm FM\ a,\ b}$ ir $\boldsymbol{U}^*_{\rm h}$ atitinkamos amplitudės $U_{\rm o\ FM\ a,\ b} = n_{12\ {\rm a,\ b}}\cdot U_{\rm o\ FM}/2$ ir $U^*_{\rm o\ h} = n_3\cdot U_{\rm o\ h}$ priklauso nuo atitinkamų induktyviai susijusių ritelių $L_{2\ {\rm a,\ 2\ b}}$ ir L^*_3 atitinkamų transformacijos koeficientų $n_{12\ {\rm a,\ b}}$ ir n_3 (2.564), o atitinkamų $L_i\,C_i$ – kontūrų rezonansiniai dažniai parinkti lygūs FM-signalo $u_{\rm FM}(t)$ nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ dažniui $\omega_{\rm N}$:

$$\omega_{\rm N} = (L_1\cdot C_1)^{-1/2} = [(L_{2\ {\rm a}} + L_{2\ {\rm b}})\cdot C_2]^{-1/2} = (L_3\cdot C_3)^{-1/2}. \qquad (2.835{\rm b})$$

BF- detektoriaus išėjime $U_{\rm iš}$ (2.285 pav., a) detektuota įtampa $u_{\rm iš}(t)$ yra įtampų $u_{\rm R1,\ 2\cong}(t)$ atitinkamuose rezistoriuose $R_{1,\ 2}$ modulių skirtumas:

$$u_{\rm iš}(t) = |u_{\rm R1\cong}(t)| - |u_{\rm R2\cong}(t)|, \qquad (2.836)$$

čia:

$$u_{\rm R1\cong}(t) = K_{\rm u\ A1}\cdot U_{\rm o\ D1}(t),\quad u_{\rm R\ 2\cong}(t) = -K_{\rm u\ A2}\cdot U_{\rm o\ D2}(t), \qquad (2.837)$$

čia: $K_{\rm u\ A1,\ A2}$ – atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\rm D1,\ D2}$ diferencialiniai perdavimo koeficientai atitinkamuose A- detektoriuose $\rm D_{1,\ 2}$.

Iš 2.285 pav., b, matome, kad diodų $\rm D_{1,\ 2}$ atitinkamus anodus $\rm A_{1,\ 2}$ veikiančios atitinkamos įtampos $\boldsymbol{U}_{\rm D1,\ D2}$ yra išreiškiamos taip:

$$\boldsymbol{U}_{\rm D1} = U_{\rm o\ D1}\cdot {\rm e}^{{\rm j}\cdot(\omega\cdot t\ +\ \varphi_{\rm D1\ o})},\qquad \boldsymbol{U}_{\rm D2} = U_{\rm o\ D2}\cdot {\rm e}^{{\rm j}\cdot(\omega\cdot t\ -\ \varphi_{\rm D2\ o})}, \qquad (2.838)$$

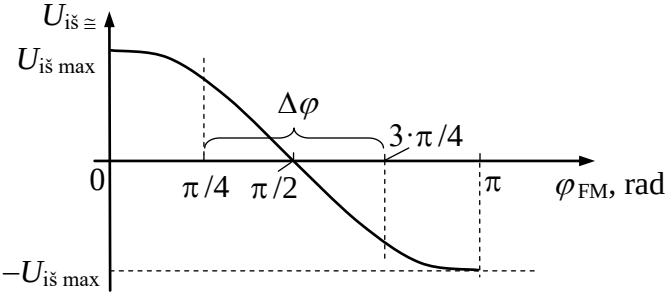
čia:

$$\left.\begin{aligned} U_{\rm o\ D1} &= [U_{\rm o\ h}{}^2 + U_{\rm o\ FM\ a}{}^2 - 2\cdot U_{\rm o\ h}\cdot U_{\rm o\ FM\ a}\cdot\cos(\varphi_{\rm o\ FM} + |\varphi_{\rm o\ h}|)]^{1/2},\\ U_{\rm o\ D2} &= [U_{\rm o\ h}{}^2 + U_{\rm o\ FM\ b}{}^2 - 2\cdot U_{\rm o\ h}\cdot U_{\rm o\ FM\ b}\cdot\cos(\pi - \varphi_{\rm o\ FM} - |\varphi_{\rm o\ h}|)]^{1/2},\end{aligned}\right\} \qquad (2.839)$$

ir iš (2.839) matome: A- detektoriaus diodų $\rm D_{1,\ 2}$ atitinkamus anodus $\rm A_{1,\ 2}$ veikiančių atitinkamų įtampų $\boldsymbol{U}_{\rm D1,\ D2}$ atitinkami moduliai $U_{\rm o\ D1,\ 2}$ priklauso nuo detektuojamojo FM-signalo $u_{\rm FM}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{\rm FM}(t)$ (2.779) vertės, tačiau kartu priklauso ir nuo poveikio signalų $\boldsymbol{U}_{\rm h}$ ir $u_{\rm FM}(t)$ atitinkamų amplitudžių $U_{\rm o\ h}$ ir $U_{\rm o\ FM}$, ir tai yra esminis BF- detektoriaus (2.285 pav., a) trūkumas.

Iš 2.285 pav., b, taip pat matome: kai detektuojamas FM- signalas $u_{\rm FM}(t)$ ir jo indukuoti vidutiniai signalai $\bar{\boldsymbol{U}}_{\rm FM\ a,\ b}$ su heterodino signalu $\boldsymbol{U}_{\rm h}$, o kartu ir su jo indukuotu signalu $\boldsymbol{U}^*_{\rm h}$ sudaro statų kampą $-\Delta\varphi_{\rm o} = \varphi_{\rm o\ h} - \varphi_{\rm o\ FM} = \pm\pi/2$ (arba $\pm 90^{\rm o}$), turime lygybę $|\boldsymbol{U}_{\rm D1}| = |\boldsymbol{U}_{\rm D2}|$, ir iš čia, bei (2.836), gauname $u_{\rm iš}(t) = 0$. Kai pradinis kampas $\Delta\varphi_{\rm o} > |\pi/2|$ (arba

$|90^{o}|$), turime nelygybę $|\boldsymbol{U}_{D1}| < |\boldsymbol{U}_{D2}|$, ir ši situacija yra parodyta 2.285 pav., b. Iš čia, bei (2.836), gauname $u_{iš}(t) < 0$. Kai pradinis kampas $\Delta\varphi_{o} < |\pi/2|$ (arba $|90^{o}|$), turime nelygybę $|\boldsymbol{U}_{D1}| > |\boldsymbol{U}_{D2}|$, ir iš čia, bei (2.836), gauname $u_{iš}(t) > 0$. Taigi, parodėme, kad BF- detektoriaus išėjime $U_{iš}$ (2.285 pav., a) detektuoto signalo $u_{iš}(t)$ įtampos pastovioji vertė $U_{iš\cong}$ ir jos ženklas „+“ arba „–“ priklauso nuo FM- signalo $u_{FM}(t)$ momentinės fazės $\varphi_{FM}(t)$ vertės. Ši priklausomybė $U_{iš\cong}(\varphi_{FM})$ – *perdavimo charakteristika* yra parodyta 2.286 pav.



2.286 pav. Tipinė BF- detektoriaus (2.285 pav., a) perdavimo charakteristika

Iš 2.286 pav. matome: BF- detektoriaus (2.285 pav., a) perdavimo charakteristika $U_{iš\cong}(\varphi_{FM})$ yra beveik tiesinė, kai: $\pi/4 < \varphi_{FM} < 3\cdot\pi/4$ arba $\Delta\varphi < \pi/2$.

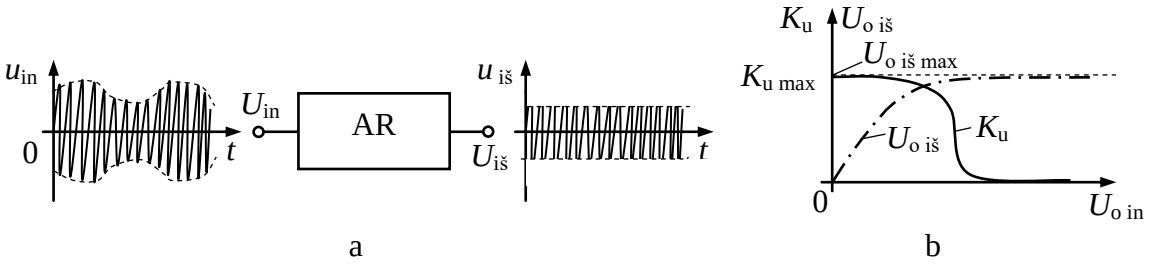
Akivaizdu, kad F- detektoriaus struktūrinę schemą (2.283 pav., a) realizuojantis elektroninis įrenginys gali būti padarytas ir su diferencine (skirtumine) stiprinimo pakopa, analogiškai 2.253 pav. ir 2.258 pav. parodytiems moduliatoriams. Vienas galimų variantų atitinka 2.253 pav. parodytą schemą, kurioje yra daromi keitiniai: $\boldsymbol{U}_{N} \rightarrow \bar{\boldsymbol{U}}_{FM}$ – vidutinė signalo $u_{FM}(t)$ vertė, $\boldsymbol{U}_{M} \rightarrow \boldsymbol{U}_{h}$ – kvadratūriškai susijęs su $\bar{\boldsymbol{U}}_{FM}$, o *LC*- kontūro rezonansinis dažnis $\omega_{o} = (L\cdot C)^{-1/2} = \omega_{N}$ – nešlio $\boldsymbol{U}_{N}$ dažnis, atitinkantis vidutinę $\overline{\omega}_{FM}(t)$ vertę. Šiuo atveju taip pat turime nepageidaujamą detektuoto signalo $u_{iš}(t)$ priklausomybę nuo signalų $u_{FM}(t)$ ir $\boldsymbol{U}_{h}$ atitinkamų amplitudžių $U_{o\,FM}$ ir $U_{o\,h}$. Čia pasakysime, kad kvadratūriškai susiję signalai $\bar{\boldsymbol{U}}_{FM}$ ir $\boldsymbol{U}_{h}$ atitinka jų sinchronizaciją, ir šis metodas yra taikomas *sinchroniniuose detektoriuose* (S- detektoriuose), kuriuose atliekant A- detekciją diodas D yra sinchroniškai veikiamas heterodino signalu $\boldsymbol{U}_{h}$. Tai leidžia iš santykinai stipraus elektrinių trukdžių fono išskirti santykinai silpną naudingą informaciją perduodantį radijo signalą $u_{FM}(t)$, ir kartu, atliekant išskirto silpno naudingo signalo daugiakartinį sumavimą, leidžia gauti iki 30 kartų padidintą signalo/triukšmo santykį detektorinio įrenginio išėjime $U_{iš}$.

Apibendrinant galima teigti: FM- ir DM- signalų, bendru atveju KM- signalų, detekcija reikalauja šių signalų amplitudės $U_{o}(t)$ pastovumo – $U_{o}(t)$ = const, ir todėl yra būtina K- detektoriuose taikyti *amplitudės ribojimo elektroninius įtaisus*, kurių schemų variantus ir veikos principus išnagrinėsime kitame poskyryje.

2.5. Elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_{o}(t)$ (arba (ir) $I_{o}(t)$) ribojimo (pastovinimo) metodai. Įtampos-srovės ribotuvai

Nagrinėdami įvairiai moduliuotų elektrinių signalų detekciją parodėme, kad FM- ir DM- signalų, bendru atveju KM- signalų, detekcija reikalauja šių signalų amplitudės $U_{o}(t)$ arba (ir) $I_{o}(t)$ pastovumo – $U_{o}(t)$ = const, $I_{o}(t)$ = const. Akivaizdu, kad šią sąlygą galima realizuoti įvairiais būdais, pavyzdžiui, į kintamos amplitudės $U_{o\,KM}(t)$ KM- signalo $u_{KM}(t)$ grandinę galima įjungti elektroninį įtaisą – *amplitudės ribotuvą* (AR) taip, kaip tai yra parodyta 2.287 pav., a. Čia AR yra netiesinis įtaisas, turintis netiesinę perdavimo-stiprinimo charakteristika, pavyzdžiui, įtampos $u_{in}(t)$ perdavimo-stiprinimo diferencialinis koeficientas $K_{u}(U_{o\,in}) = \Delta U_{o\,iš}/\Delta U_{o\,in}$ yra įėjime U_{in} poveikio įtampos $u_{in}(t)$, pavyzdžiui, harmoninės $\boldsymbol{U}_{in}$ amplitudės $U_{o\,in}$ funkcija, ir ši priklausomybė yra parodyta 2.287 pav., b.

Iš 2.287 pav., b, matome: kintamos amplitudės $U_{o\,in}(t)$ poveikio signalo $u_{in}(t)$



a b

2.287 pav. Elektrinio poveikio signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\ in}$ (t) ribojimo (pastovinimo) struktūrinė schema (a) su amplitudės ribotuvu (AR), turinčiu įtampos u_{in} (t) netiesinę perdavimo-stiprinimo charakteristiką K_u ($U_{o\,in}$) (b)

pastovumo sąlyga: $U_{o\ iš}$ (t) = const, yra realizuojama, kai poveikio signalas u_{in} (t) yra perduodamas per netiesinį elektroninį įrenginį – *amplitudės ribotuvą* (AR), kuris pasižimi netiesiniu diferencialiniu įtampos perdavimo-stiprinimo koeficientu K_u ($U_{o\ in}$), kurio vertė priklauso nuo ribojamo signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\,in}$ (t) momentinės vertės. Akivaizdu, kad AR kokybė, analogiškai įtampos pastovinimo grandinei su stabilitronu (pirmoji d.– (1.89)), yra nusakoma *amplitudės pastovinimo koeficientu* k_{Uo}:

$$k_{Uo} = M_{in}/M_{iš} > 1, \tag{2.840}$$

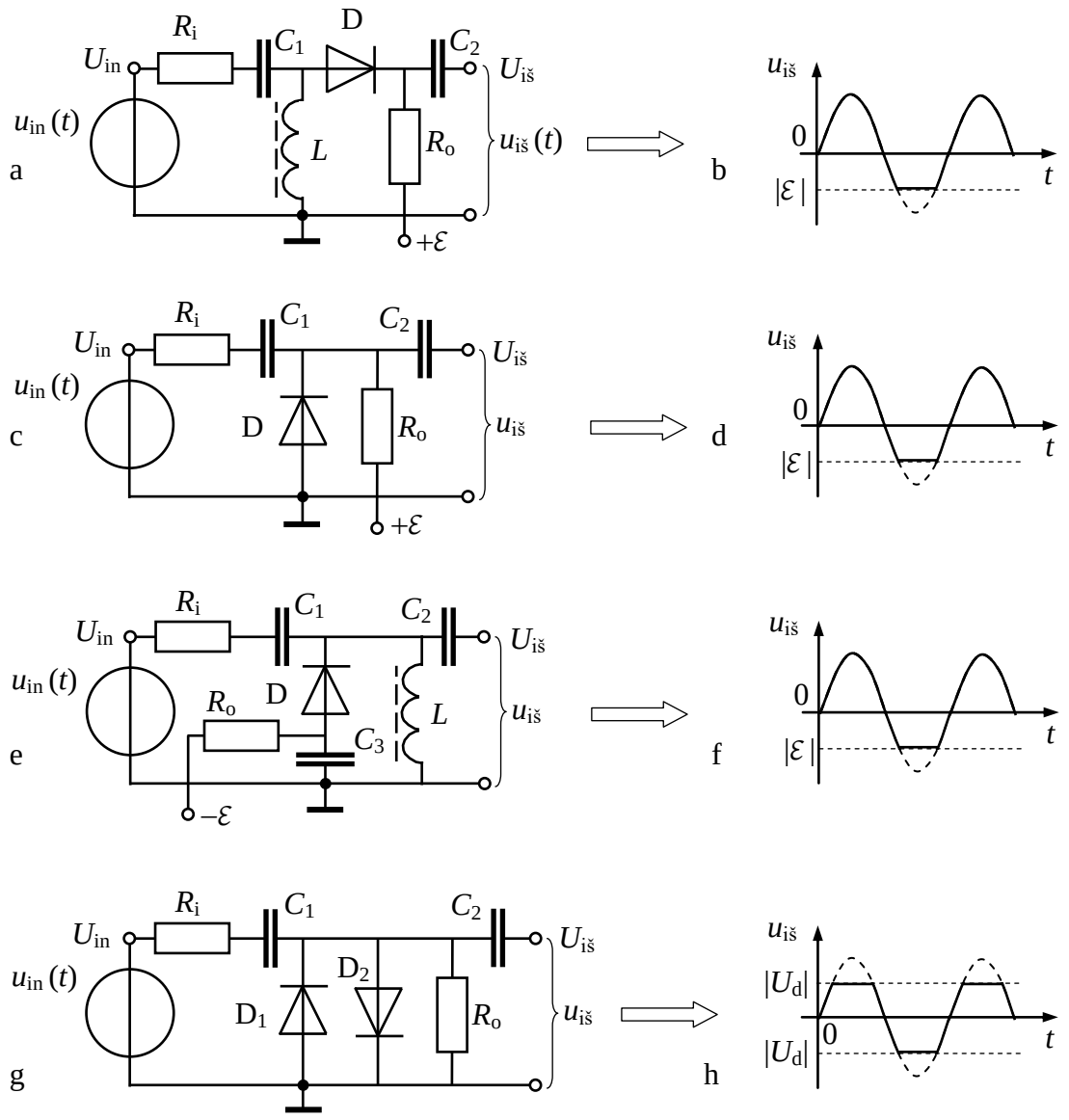
čia: M_{in} ir $M_{iš}$ – įėjime U_{in} ir išėjime $U_{iš}$ veikiančių atitinkamų signalų u_{in} (t) ir $u_{iš}$ (t) atitinkamų amplitudžių $U_{o\ in,\ iš}$ (t) atitinkami moduliacijos koeficientai (2.746), ir iš čia matome, kad ribojimo-pastovinimo efektyvumas yra tuo geresnis, kuo didesnė yra k_{Uo} vertė.

Akivaizdu, kad AR gali būti sudaryti naudojant netiesinius elementus, pavyzdžiui, diodus, įvairius tranzistorius ir kitus netiesinius radiotechninius elementus.

Diodiniai AR – patys paprasčiausi netiesiniai elektroniniai įrenginiai, kurių klasikinės schemos ir jų veiką paaiškinančios laiko t diagramos yra parodytos 2.288 pav.

Iš 2.288 pav. matome: diodinių AR veika yra pagrįsta diodo D netiesine VACh, ir todėl įėjime U_{in} veikiantis signalas u_{in} (t) patenka į įrenginio išėjimą $U_{iš}$ tik tada, kai ribojamo signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\,in}$ (t) momentinė vertė viršija priešįtampio $|\mathcal{E}|$ vertę: $|U_{o\,in}(t)| \geq$ $\geq |\mathcal{E}|$ (2.288 pav., a–d), arba kai $|U_{o\,in}(t)| \leq |U_d|$ (2.288 pav., e, f), čia U_d – slenkstinė diodo D įtampa tiesiogine kryptimi (pirmoji d.– 1.18 pav., 1.19 pav.). Akivaizdu, kad dvipusio ribojimo atveju (2.288 pav., g, h) išėjime $U_{iš}$ apriboto signalo $u_{iš}$ (t) amplitudė $U_{o\ iš}$ tenkina sąlygą $U_{o\ iš} > U_d$. Kai vietoj diodo D_1 ir D_2 yra įjungti keli nuosekliai ta pačia kryptimi įjungti diodai {D_1 –D_1 – ir t. t.} bei {D_2 –D_2 – ir t. t.}, tai $U_{o\ iš} \cong n{\cdot}U_d$, čia n = 1, 2, 3, ... – nuosekliai sujungtų diodų {D_1 – ... } ir {D_2 – .. } atitinkamoje grandinėje skaičius, kuris bendru atveju gali būti skirtingas diodų {D_1 – ...} ir {D_2 – ...} grandinėse. Kitame dvipusiame AR variante vietoj lygiagrečiai sujungtų diodų grandinių {D_1 – ...} ir {D_2 – ...} gali būti priešingomis kryptimis įjungti nuosekliai sujungti stabilitronai $D_{st\ i}$, ir šiuo atveju $U_{o\ iš} \cong m{\cdot}U_p$, čia U_p – stabilitrono D_{st} pastovinimo (stabilizacijos) įtampa (pirmoji d.– (1.63)), o i, m = 1, 2, 3, ... – nuosekliai viena kryptimi sujungtų stabilitronų $D_{st\ i}$ skaičius, kuris bendru atveju gali būti kitoks, nei kita kryptimi įjungtų stabilitronų $D_{st\ j}$ skaičiui j = 1, 2, 3, ... Diodinių AR veika dažnių ω_{in} diapazone $\Delta\omega_{in}$ pirmiausiai priklauso nuo panaudotų diodų D dažninių savybių – didžiausiojo dažnio f_{max} vertės, kuriai esant dar vyksta įėjime U_{in} veikiančio signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\,in}$ (t) ribojimas. Pavyzdžiui, Šotkio diodo $D_Š$ atveju f_{max} siekia dešimtis, šimtus ir daugiau MHz, o taškiniai diodai gali veikti GHz diapazone. Akivaizdu, kad vienpusiame AR (2.288 pav., a–f) pakeitus diodo D jungimo poliškumą ir atitinkamai – priešįtampio $\mathcal{E}$ poliškumą, automatiškai gaunamas kitas ribojimo poliškumas.

AR su elektriškai valdomos kokybės RLC– kontūru – kitas įėjime U_{in} veikiančio signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\ in}$ (t) ≠ cost pastovinimo būdas įrenginio išėjime $U_{iš}$, kurį realizuojantys paprasčiausi elektroniniai įrenginiai yra parodyti 2.289 pav.

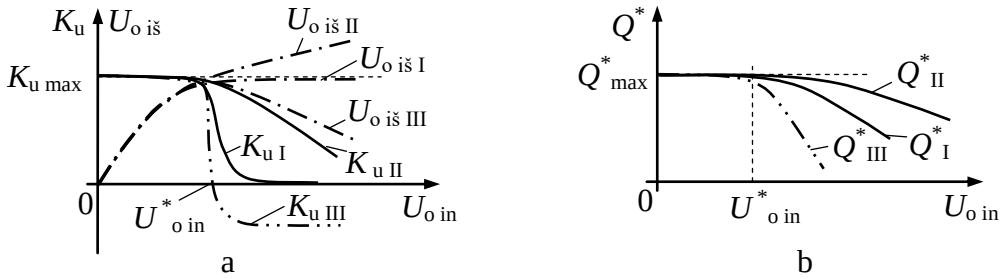


2.288 pav. Diodiniai AR: a ir b – vienpusis nuoseklusis; c, d, e ir f – vienpusis lygiagretusis; g ir h – dvipusis lygiagretusis (simetrinis)

2.289 pav. AR su elektriškai valdomos kokybės *RLC*– kontūru, jį šuntuojant netiesine kintamos vertės varža $R\,(U_{o\,in})$

Iš 2.289 pav. matome: amplitudės $U_{o\,iš}\,(t)$ = const – pastovinimo efektas yra gaunamas šuntuojant *RLC*– kontūrą netiesine kintamos vertės varža $R\,(U_{o\,in})$, kurios vertė priklauso nuo ribojamo signalo $u_{in}\,(t)$ amplitudės $U_{o\,in}\,(t)$ momentinės vertės. Taip pat iš 2.289 pav., b,

matome: nagrinėjamo AR veika yra pagrista lygiagrečiojo *RLC*– kontūro kokybės Q^* ((2.81), (2.84)) ir įtampos $u_{\text{lyg}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o lyg}}$ rezonanso metu priklausomybės – $U_{\text{o lyg}} \sim Q^*(R)$, čia $Q^*(R)$ – kokybės Q^* vertės priklausomybės nuo šunto varžos R funkcija, kuri, savo ruožtu, yra įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\text{in}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o in}}(t)$ momentinės vertės funkcija – $R(U_{\text{o in}})$. Čia pasakysime, kad, priklausomai nuo šių funkcijų pavidalo, turėsime skirtingas AR įtampos perdavimo-stiprinimo diferencialinio koeficiento charakteristikas $K_{\text{u}}(U_{\text{o in}})$. Galimi jų pavidalai yra parodyti 2.290 pav., a, o jas atitinkančios priklausomybės $Q^*(U_{\text{o in}})$ – pozicijoje b.



2.290 pav. AR, parodyto 2.289 pav., a, galimos įtampos perdavimo-stiprinimo diferencialinio koeficiento charakteristikos $K_{\text{u}}(U_{\text{o in}})$ ir jas atitinkančios priklausomybės $U_{\text{o iš}}(U_{\text{o in}})$ (a), ir jas atitinkančios lygiagrečiojo *RLC*– kontūro kokybės priklausomybės $Q^*(U_{\text{o in}})$ (b)

Iš 2.290 pav., a, matome: iš parodytų galimų AR priklausomybių $K_{\text{u}}(U_{\text{o in}})$ geriausiai tinka priklausomybė $K_{\text{u I}}(U_{\text{o in}})$, kurią lemia priklausomybė $Q^*_{\text{I}}(U_{\text{o in}})$ (2.290 pav., b). Taigi, iš čia darome išvadą, kad L_2C_2 – kontūrą (2.289 pav., a) šuntuojančios varžos R vertės priklausomybė $R(U_{\text{o in}})$ turi būti parinkta taip, kad, pradedant įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\text{in}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o in}}(t)$ momentine verte $U^*_{\text{o in}}$ (2.290 pav., b), lygiagrečiojo L_2C_2 – kontūro kokybė $Q^*_2(U_{\text{o in}})$, kai $U_{\text{o in}}(t) \geq U^*_{\text{o in}}$, pradėtų mažėti ir tenkintų šią sąlygą:

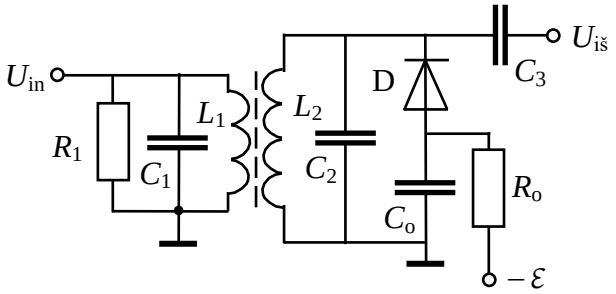
$$-\Delta Q^*_2 = -\Delta R/(L_2/C_2)^{1/2} \Rightarrow \Delta R = \Delta Q^*_2 \cdot (L_2/C_2)^{1/2} \sim -\Delta U_{\text{o in}}, \quad (2.841)$$

čia išraiškos yra parašytos rezonanso atveju, kai $\omega_{\text{in}} = \omega_{\text{o}\,2} = (L_2 \cdot C_2)^{-1/2}$, ir matome, kad šunto varžos R pokytis ΔR turi atitikti įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\text{in}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o in}}(t)$ pokytį $\Delta U_{\text{o in}}$ su priešingu ženklu – amplitudei $U_{\text{o in}}(t)$ padidėjus, varža $R(U_{\text{o in}})$ turi proporcingai sumažėti, ir atvirkščiai.

Iš 2.290 pav., a, pateiktos priklausomybės $K_{\text{u III}}(U_{\text{o in}})$ matome, kad yra galima situacija, kai didėjant signalo $u_{\text{in}}(t)$ amplitudei $U_{\text{o in}}(t) \geq U^*_{\text{o in}}$ įėjime U_{in}, diferencialinio koeficiento K_{u} vertė tampa neigiama, ir šiuo atveju AR išėjime $U_{\text{iš}}$ (2.289 pav., a) ribojamo signalo $u_{\text{iš}}(t)$ amplitudė $U_{\text{o iš III}}$ pradeda mažėti. Čia pasakysime, jog ši veika nėra pageidaujama AR įrenginiuose, tačiau gali būti naudojama įvairiuose automatikos įrenginiuose.

Reikiamą L_2C_2 – kontūro (2.289 pav., a) šunto varžos R priklausomybę $R(U_{\text{o in}})$ galima realizuoti vienu iš 2.288 pav. parodytų būdų, pavyzdžiui, taikant 2.288 pav., e, parodytą AR diodinę grandinę taip, kaip tai yra parodyta 2.291 pav.

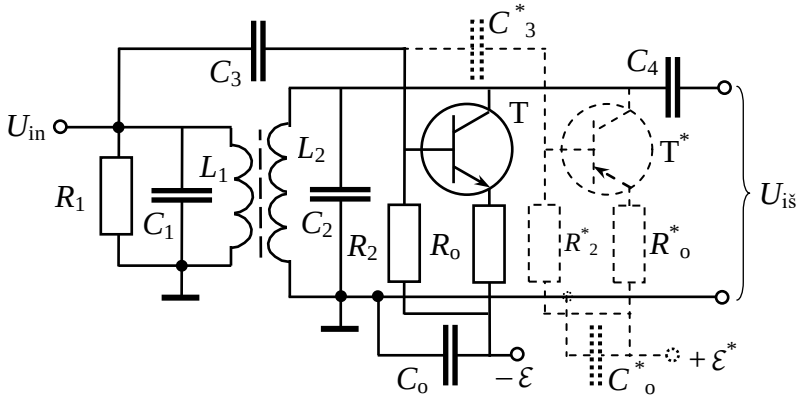
Iš 2.291 pav. matome: nagrinėjamo AR veika yra pagrįsta šuntuojant L_2C_2 – kontūrą A- detektoriaus (2.271 pav.) netiesine varža $r_{\text{A in (n)}} \cong R_{\text{o}}/2$ (2.803), kurios vertė priklauso nuo signalo $u_{\text{in}}(t)$ amplitudės $U_{\text{o in}}(t)$ momentinės vertės įėjime U_{in}. Varžos $r_{\text{A in (n)}}(U_{\text{o in}}(t))$ momentinė vertė kinta nuo labai didelės reikšmės $r_{\text{A in (n)}} >> R_{\text{o}}$, kai $|U_{\text{o iš}}| \leq |\mathcal{E}|$, iki santykinai mažos vertės $r_{\text{A in (n)}} \cong R_{\text{o}}/2$, kai $|U_{\text{o iš}}| > |\mathcal{E}|$. Čia reikia pasakyti, kad literatūroje šis AR veikimo būdas yra vadinamas *dinaminiu ribojimu*. Akivaizdu, kad dinaminis ribojimas gali būti gaunamas ir taikant tranzistoriaus T išėjimo varžos $R_{\text{T iš}}$ priklausomybę nuo įtampos AR įėjime U_{in}, pavyzdžiui, taikant n–p–n dvipolį tranzistorių BE schemoje – $R_{\text{T iš}} = R_{\text{KE}}(U_{\text{BE}})$ arba uždarytojo n– kanalo sandūrinį lauko tranzistorių IK schemoje – $R_{\text{T iš}} = R_{\text{DS}}(U_{\text{GS}})$. Šių



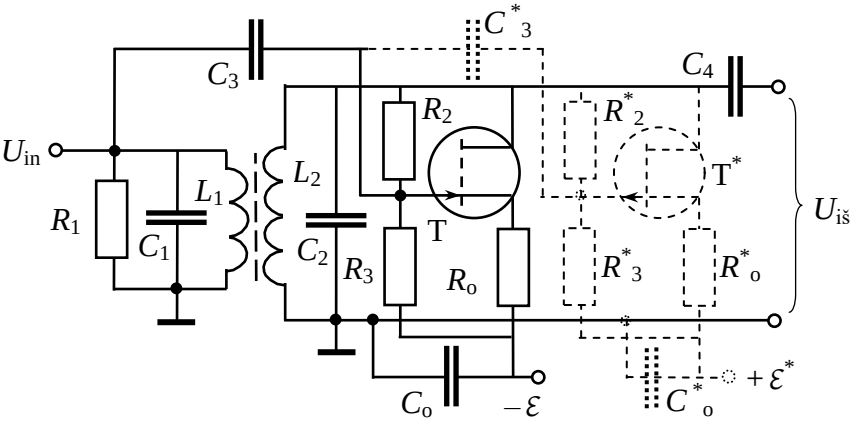
2.291 pav. AR su elektriškai valdomos kokybės L_2C_2 – kontūru, jį šuntuojant netiesine A- detektoriaus (D) varža $r_{A\ in\ (n)}$ ($U_{o\ in}$ (t)), kurios momentinė vertė priklauso nuo įėjime U_{in} veikiančio signalo u_{in} (t) amplitudės $U_{o\ in}$ (t) momentinės vertės

tranzistorinių AR variantai yra parodyti 2.292 pav., atitinkamai a ir b.

a



b

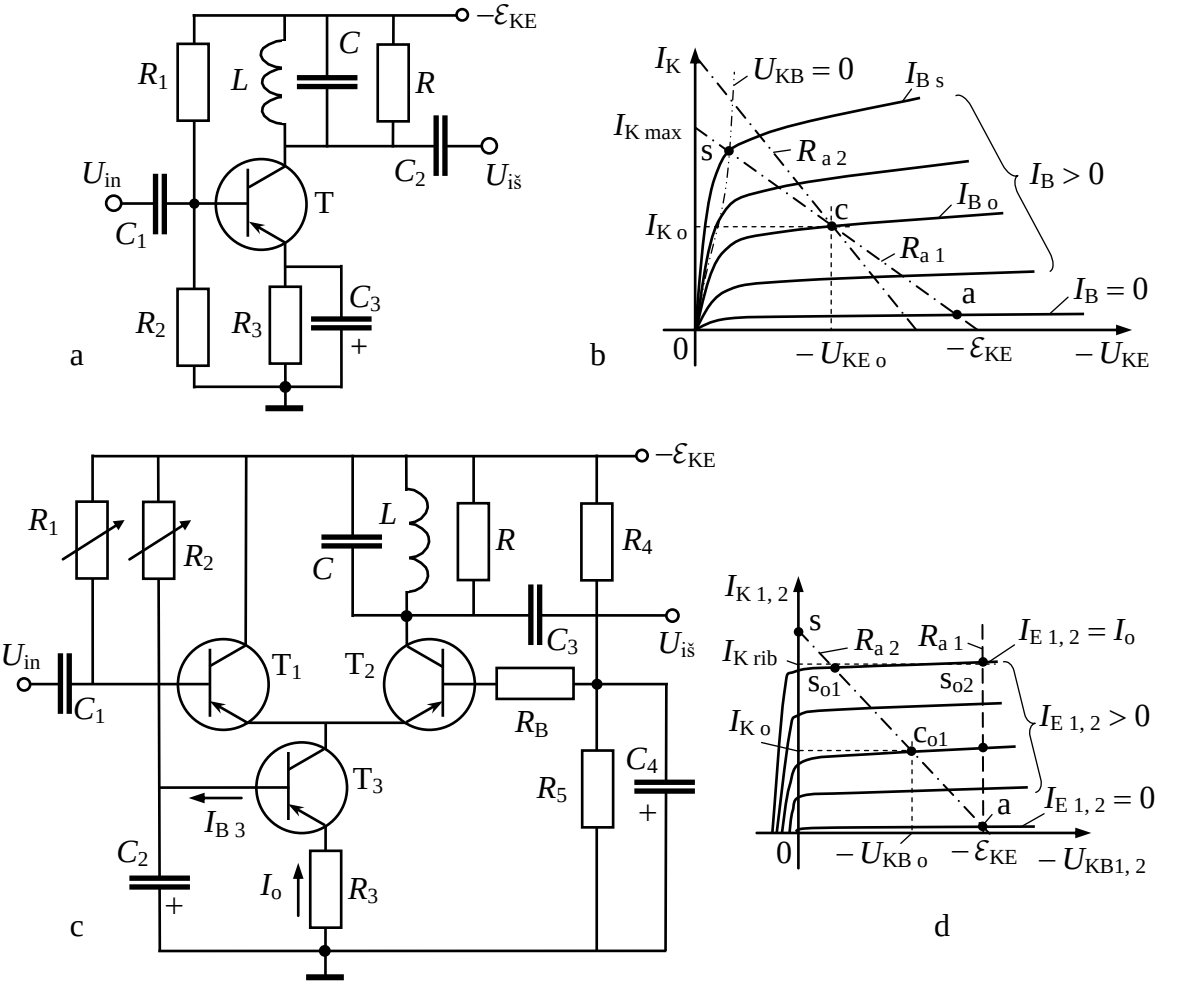


2.292 pav. AR veikimo būdą – dinaminį ribojimą realizuojantys įrenginiai su n–p–n dvipoliu tranzistoriumi T BE schemoje (a) ir su uždaryto n– kanalo sandūriniu lauko tranzistoriumi T IK schemoje (b)

Iš 2.292 pav. matome: abiejose tranzistorinėse AR schemose yra realizuotas 2.289 pav., a, parodytas veikimo principas. Tranzistorinėse AR schemose, parodytose 2.292 pav., tranzistorių T veika turi atitikti B- klasę – jų veikos taškas $\{I_{K\ o,\ D\ o}, U_{KE\ o,\ DS\ o}\}$ apkrovos R_o tiesėje turi būti arti atkirtos taško a. Ši sąlyga AR schemoje su dvipoliu tranzistoriumi T (2.292 pav., a) yra pasiekiama rezistoriumi R_2, įjungtu tarp bazės B ir emiterio E, o AR schemoje su lauko tranzistoriumi T (2.292 pav., b), pavyzdžiui, uždarytojo n– kanalo sandūriniu tranzistoriumi T, nustatoma rezistoriniu įtampos $\mathcal{E}$ dalikliu $R_2 \| R_3$ parenkant jo veikos tašką arti užtūros G slenkstinės įtampos $U_s \cong \mathcal{E} \cdot R_3/(R_2 + R_3)$, čia vertė $(R_2 + R_3) > 100$ kΩ. Esant šiai sąlygai, lauko tranzistoriaus T santakos D srovė $I_D = 0{,}1 \cdot I_{D\ max}$. Taigi, esant šioms sąlygoms, dvipolis tranzistorius T (2.292 pav., a) yra „atidaromas“ atitinkamos

amplitudės $U_{\text{o in}} > 0$ įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\text{in}}(t)$ teigiamais puspriodžiais, o lauko tranzistorius T (2.292 pav., b) yra „atidaromas“ atitinkamos amplitudės $U_{\text{o in}} > 0$ taip pat teigiamais puspriodžiais, ir todėl „atidarytų“ tranzistorių T mažomis išėjimo $R_{\text{T iš}}$ atitinkamomis varžomis $R_{\text{KE min}}$ ir $R_{\text{DS min}}$ yra šuntuojamas L_2C_2 – kontūras, ir jo kokybė Q^*_2 sumažėja. Suprantama, kad šiuo atveju turime įėjime U_{in} veikinčio signalo $u_{\text{in}}(t)$ tik vienpusį ribojimą, ir, esant būtinybei riboti signalo $u_{\text{in}}(t)$ abu puspriodžius, į 2.292 pav. parodytas AR schemas yra papildomai įjungiami priešingo laidumo tranzistoriai T* taip, kaip tai yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Akivaizdu, kad šiuo atveju yra reikalingi du priešįtampių pastovios įtampos šaltiniai: $\mp\mathcal{E}$ ir $\pm\mathcal{E}^*$. Čia pasakysime, kad išnagrinėtų AR schemų įėjime U_{in} įjungtas L_1C_1 – kontūras įtakoja KM- signalo $u_{\text{KM}}(t)$ papildomą parazitinę amplitudės $U_{\text{o iš}}(t)$ moduliaciją. Ji panaikinama įjungus atitinkamos vertės šunto varžą R_1, dėl kurios įtakos yra sumažinama L_1C_1 – kontūro kokybę Q^*_1 ir kartu padidinamas praleidžiamų dažnių juostos plotis $\Delta\omega_{\text{in}}$. Taip pat pasakysime, kad vietoj uždarytojo kanalo sandūrinių lauko tranzistorių T ir T* tikslinga naudoti indukuotojo kanalo MDP (MOP) lauko tranzistorius.

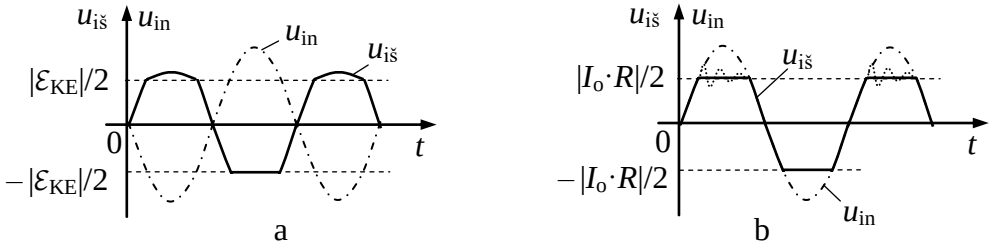
Tranzistoriniai AR, veikiantys A- klasėje didelio signalo veikoje – su įsotinimu bei atkirta – santykinai nesudėtingi elektroniniai įrenginiai, kurių klasikinės schemos ir jų veiką paaiškinančios diagramos yra parodytos 2.293 pav.



2.293 pav. Tranzistoriniai AR, veikiantys A- klasėje didelio signalo veikoje: a – BE stiprinimo pakopa; c – modifikuota nesimetrinė diferencinė (skirtuminė) pakopa ir jos veiką paaiškinanti VACh (d)

Iš 2.293 pav., a ir b, matome: AR – elementarioji BE stiprinimo pakopa T su *RLC*–kontūru apkrovoje leidžia riboti įėjime U_{in} veikiančio KM- signalo $u_{\text{KM}}(t)$ teigiamų ir neigiamų puspriodžių amplitudę $\pm U_{\text{o KM}}$, kai tranzistorius T veikia A- klasėje didelio (stipraus) signalo veikoje su įsotinimu bei atkirta. Tai yra pasiekiama, kai tranzistoriaus T

veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\,o}}, U_{\mathrm{KE\,o}}\}$ apkrovos R_{a} tiesėje (2.293 pav., b) patenka atitinkamai į soties – s ir atkirtos – a sritis. Soties sritis yra tarp kreivės $U_{\mathrm{KB}} = 0$ ir srovių I_{K} ašies, o atkirtos sritis – tarp išėjimo VACh kreivės $I_{\mathrm{K}}(U_{\mathrm{KE}})$, kai $I_{\mathrm{B}} = 0$, ir įtampų – U_{KE} ašies. Tranzistoriaus T veikia A- klasėje yra nustatoma rezistoriais $R_{1,\,2,\,3}$, čia rezistoriumi R_3 yra parenkama didžiausia kolektoriaus K srovės I_{K} vertė $I_{\mathrm{K\,max}} \cong -\mathcal{E}_{\mathrm{KE}}/R_3$, ir kartu R_3 vertė lemia statinę apkrovos $R_{\mathrm{a}\,1}$tiesę (2.293 pav., b). Taigi, kai stacionarios būsenos tranzistoriaus T (2.293 pav., a) veikos taškas $\{I_{\mathrm{K}}, U_{\mathrm{KE}}\}$ yra taške c $\rightarrow \{I_{\mathrm{K\,o}}, -U_{\mathrm{KE\,o}}\}$, ir dėl įėjime U_{in} veikiančio KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{K\,o}}, -U_{\mathrm{KE\,o}}\}$ poveikio KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ dažniu $\omega_{\mathrm{KM}}(t)$ svyruoja apkrovos $R_{\mathrm{a}\,2}$ tiesėje pusiausvyros taško c aplinkoje, dinaminė apkrovos varža $R_{\mathrm{a}\,2} < R_{\mathrm{a}\,1}$, nes $R_{\mathrm{a}\,2}$ vertė atitinka rezistoriumi R šuntuoto LC– kontūro dinaminę varžą $R_{\mathrm{ekv}} \approx R$, ir kartu yra veikiama kondensatoriaus C_3 šuntuojančio poveikio rezistoriui R_3. Kai poveikio KM- signalo $u_{\mathrm{KM}}(t)$ amplitudžių $U_{\mathrm{o\ KM}}(t)$ momentinės vertės viršija ribas, kurioms esant bazės B srovė $I_{\mathrm{B}} < 0$ – teigiamų pusperiodžių atveju, ir $I_{\mathrm{B}} > I_{\mathrm{B\,s}}$ – neigiamų pusperiodžių atveju, tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{\mathrm{K}}, U_{\mathrm{KE}}\}$ patenka atitinkamai į atkirtos a bei soties s sritis. Todėl AR (2.293 pav., a) išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ yra gaunamas išėjimo signalas $u_{\mathrm{iš}}(t)$, kai yra ribojamos teigiamų ir neigiamų pusperiodžių amplitudės $\pm U_{\mathrm{o\,iš}}$. Tokio ribojimo tipinė laiko t diagrama yra parodyta 2.294 pav., a.



2.294 pav. Harmoninio signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{in}}$ ribojimo laiko t diagramos tranzistorinio AR išėjime $U_{\mathrm{iš}}$: a – BE stiprinimo pakopa T (2.293 pav., a); b – modifikuota nesimetrinė diferencinė (skirtuminė) pakopa $\mathrm{T}_{1,\,2}$ (2.293 pav., c)

Iš 2.294 pav., a, matome: AR – BE stiprinimo pakopos T (2.293 pav., a) įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ ribojimo kokybė yra prastesnė soties srityje – teigiami pusperiodžiai, ir blogėja didėjant signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ dažniui ω_{in}, o ribojimo kokybė atkirtos srityje – neigiami pusperiodžiai, yra geresnė ir veikia platesniame dažnių ω_{in} diapazone. Taigi, iš čia darome išvadą: tranzistorinio AR veiką reikia užtikrinti taip, kad įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ abiejų pusperiodžių ribojimas būtų lemiamas tik dėl atkirtos veikos taške a, o ribojimo dėl soties veikos taške s reikia vengti. Šios įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ ribojimo sąlygos yra realizuojamos AR, kuriame panaudota modifikuota nesimetrinė diferencinė (skirtuminė) pakopa, parodyta 2.293 pav., c. Šioje schemoje ribojimas soties srityje yra pakeistas ribojimu dėl baigtinės pastoviosios srovės $I_{\mathrm{o}} = \mathrm{const}$ vertės (2.293 pav., d):

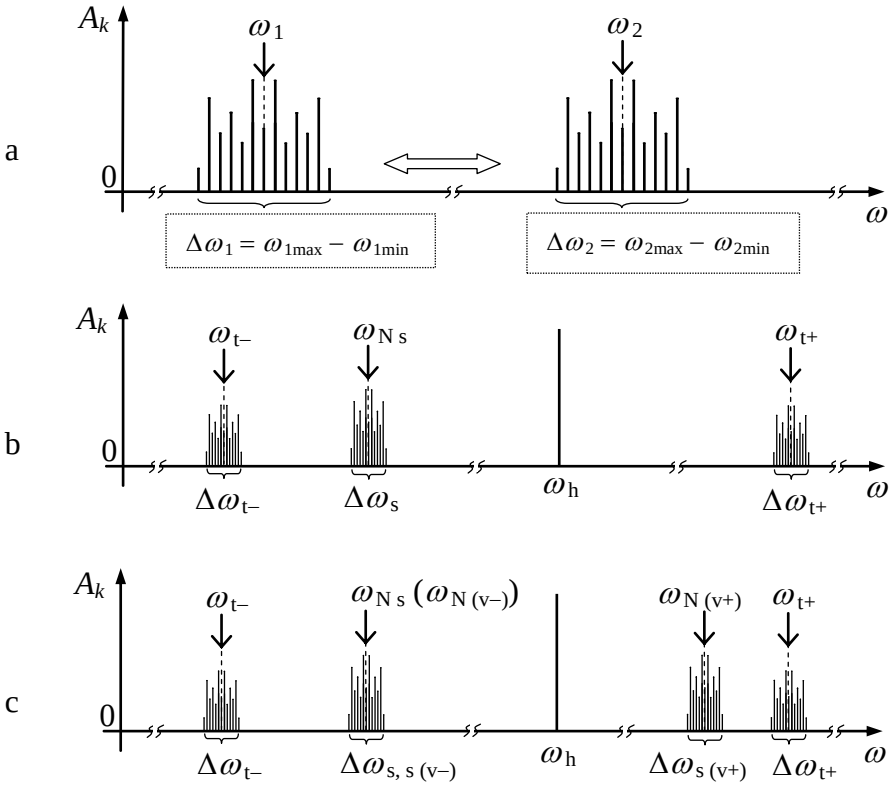
$$I_{\mathrm{o}} = \beta_{\mathrm{o}\,3} \cdot I_{\mathrm{B}\,3} \cong \beta_{\mathrm{o}\,3} \cdot \mathcal{E}_{\mathrm{KE}}/R_2 \cong I_{\mathrm{K\,rib}} \cong \mathrm{const}. \qquad (2.842)$$

Iš 2.293 pav., d, matome: diferencinės (skirtuminės) pakopos, parodytos 2.293 pav., c, tranzistoriai $\mathrm{T}_{1,\,2}$ jų emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ srovės I_{o} šaltinio – tranzistoriaus T_3 atžvilgiu, veikia BB schemose su skirtingomis apkrovos tiesėmis atitinkamai $R_{\mathrm{a}\,1} = 0$ ir $R_{\mathrm{a}\,2} \cong R$. AR įėjime U_{in} veikiant teigiamam signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ pusperiodžiui, yra „atidaromas“ tranzistorius T_2, ir todėl jo kolektoriaus K_2 srovė $i_{\mathrm{K}\,2}(t) \Rightarrow I_{\mathrm{K\,rib}} \cong I_{\mathrm{o}}$ (2.293 pav., d) – veikos taškas $\{I_{\mathrm{K}\,2\,\mathrm{o}}, U_{\mathrm{KE}\,2\,\mathrm{o}}\}$ iš stacionarios vietos taške $\mathrm{c}_{\mathrm{o}\,1}$ patenka į kvazi soties tašką $\mathrm{s}_{\mathrm{o}\,1}$, ir, toliau didėjant $u_{\mathrm{in}}(t)$ vertei, kolektoriaus K_2 srovė $i_{\mathrm{K}\,2}(t) \cong I_{\mathrm{o}} \cong \mathrm{const}$ – išėjime $U_{\mathrm{iš}}$ turime signalo $u_{\mathrm{iš}}(t)$ teigiamo pusperiodžio amplitudės $+U_{\mathrm{o\,iš}}$ (2.294 pav., b), kurios vertė $U_{\mathrm{o\,iš}} \cong I_{\mathrm{o}} \cdot R/2$, ribojimą. AR įėjime U_{in} veikiant neigiamam signalo $u_{\mathrm{in}}(t)$ pusperiodžiui, tranzistorius T_2 yra „uždaromas“, ir todėl jo kolektoriaus K_2 srovė $i_{\mathrm{K}\,2}(t) \Rightarrow 0$ (2.293 pav., d) – veikos taškas $\{I_{\mathrm{K}\,2\,\mathrm{o}}, U_{\mathrm{KE}\,2\,\mathrm{o}}\}$ iš kvazisoties taško $\mathrm{s}_{\mathrm{o}\,1}$ patenka į atkirtos tašką a, ir toliau neigiamėjant $u_{\mathrm{in}}(t) < 0$ vertei, srovė

$i_{K\,2}(t) \cong 0 \cong$ const, – išėjime $U_{iš}$ turime signalo $u_{iš}(t)$ neigiamo pusperiodžio amplitudės $-U_{o\ iš}$ (2.294 pav., b), kurios vertė $|-U_{o\ iš}| \cong I_o \cdot R/2$, ribojimą. Čia reikia pasakyti, kad kvazisoties taške $s_{o\,1}$ tranzistoriaus T_2 stiprinimo savybės yra geros – $\beta_2 >> 1$, ir todėl jis gali susižadinti. Esant parazitiniam susižadinimui, išėjime $U_{iš}$ formuojamo signalo $u_{iš}(t)$ teigiamų pusperiodžių amplitudės $+U_{o\ iš}$ ribojimo srityje susidaro santykinai aukšto dažnio nepageidautini parazitiniai virpesiai (2.292 pav., b). Šie virpesiai yra slopinami į tranzistoriaus T_2 bazės B_2 grandinę papildomai įjungtu rezistoriumi R_B = 10–200 Ω (2.291 pav., c). Čia pasakysime, kad dėl įėjime U_{in} veikiančio signalo $u_{in}(t)$ poveikio tranzistoriaus T_1 veikos taškas $\{I_{K\,1\,o}, U_{KE\,1\,o}\}$ iš stacionarios vietos taške $c_{o\,2}$ patenka į kvazisoties tašką $s_{o\,2}$ – $u_{in}(t) \le 0$ neigiamo pusperiodžio atveju, ir į atkirtos tašką a – $u_{in}(t) \ge 0$ teigiamo pusperiodžio atveju.

2.6. Moduliuoto elektrinio signalo $p_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $A_k(\omega_k)$ pernešimo metodai. Dažnio maišikliai

Moduliuoto elektrinio signalo $p_s(t) = u_s(t) \cdot i_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_k(\omega_k)$ (2.149) *pernešimu* vadiname elektrinį poveikį, kurio metu signalo $p_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_k(\omega_k)$ iš vienos dažnių srities $\Delta\omega_1$, kurio vidutinė vertė ω_1, dažnių skalėje ω yra pernešamas į kitą dažnių sritį $\Delta\omega_2$, kurio vidutinė vertė $\omega_2 \ne \omega_1$, arba atvirkščiai, tai yra parodyta 2.295 pav., a.

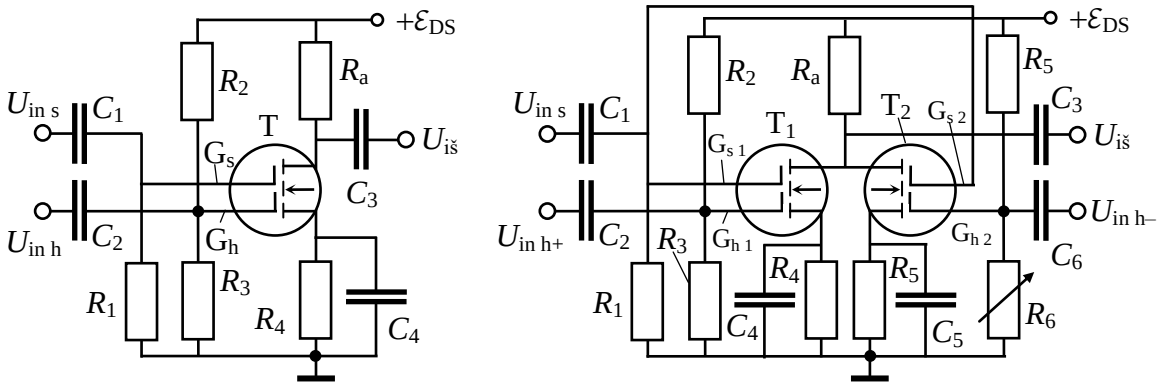


2.295 pav. Moduliuoto elektrinio signalo $p_s(t) = u_s(t) \cdot i_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_k(\omega_k)$ pernešimas (a) ir šio metodo taikymas radijo ryšio sistemose (b, c), čia: ω_h – *heterodino* (HTD) – moduliuojančio generatoriaus signalas

Iš 2.295 pav., a, matome: moduliuoto elektrinio signalo $p_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektras $\boldsymbol{A}_k(\omega_k)$ yra pernešamas taip, kad šios *dažninės transformacijos* metu išliktų dažnių spektro ω_{nm} sandų $\boldsymbol{A}_{nm}$ struktūrinė sudėtis – pernešto dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ harmonikų $\boldsymbol{A}^*_k$

amplitudžių $A^*_{\text{o}\,k}$ gaubiamosios kreivės $A^*_{\text{o}\,k}(\omega)$ pavidalas išlieka toks pats, ir intervalas $\Delta\omega^*$ tarp gretimų spektro linijų $\boldsymbol{A}^*_k$ ir $\boldsymbol{A}^*_{(k\pm1)}$ taip pat išlieka nepakitęs: $\Delta\omega^* = \Delta\omega$ – intervalas tarp gretimų spektro linijų $\boldsymbol{A}_k$ ir $\boldsymbol{A}_{(k\pm1)}$, čia $\boldsymbol{A}_k$ atitinka intervalą $\Delta\omega_1$, o $\boldsymbol{A}^*_k$ – intervalą $\Delta\omega_2$ (2.295 pav., a), arba atvirkščiai. Elektroniniai įtaisai, atliekantys tokį signalo $p_\text{s}(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_k(\omega_k)$ pernašą – transformaciją, yra vadinami *dažnių maišikliais* (DMŠ), arba tiesiog *maišikliais* (MŠ).

Akivaizdu, kad MŠ gali būti realizuojamas taikant vieną iš 2.3 skirsniuose aprašytų harmoninio elektrinio signalo, pavyzdžiui, harmoninės įtampos $\boldsymbol{U}$ amplitudės $U_\text{o}(t)$ ir kampo $\varphi_\text{o}(t)$ keitimo laike t, metodų. Taip pat MŠ gali būti realizuojamas taikant 2.2.6 skirsnyje aprašytus elektrinių signalų stiprinimo ir generavimo parametrinius principus. Tačiau geriausi rezultatai yra gaunami taikant specialiai maišikliams sukurtus *maišiklinius tranzistorius* (MŠT) – *dviejų užtūrų lauko tranzistorius*, kurie į MŠ schemą yra jungiami taip, kaip tai, pavyzdžiui, yra parodyta 2.296 pav., a ir b.



2.296 pav. Radijo dažnio signalo $u_\text{s}(t)$ ir heterodino (HTD) signalo $\boldsymbol{U}_\text{h}$ *vientaktis MŠ* (VMŠ) su dviejų užtūrų $\text{G}_{\text{s, h}}$ indukuotojo p– kanalo MDP tranzistoriumi T – MŠT (a) ir *dvitaktis MŠ* (DVMŠ) – *balansinis MŠ* (BMŠ) su dviem vienodais dviejų užtūrų $\text{G}_{\text{s, h}}$ indukuotojo p– kanalo MDP tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$ – $\text{MŠT}_{1,\,2}$ (b)

Iš 2.296 pav., a, matome: *vientakčio MŠ* (VMŠ) veikimas yra pagrįstas lauko (vienpolio) tranzistoriaus T statumo $S_\text{s}(u_\text{h}(t))$ (pirmoji d.– (1.282)) priklausomybe nuo *heterodino* (HTD) – moduliuojančio generatoriaus signalo įtampos $\boldsymbol{U}_\text{h}$ momentinės vertės $u_\text{h}(t)$, čia $S_\text{s}(u_\text{h}(t))$ vertės keitimas – moduliacija yra gaunama veikiant įėjimą $U_{\underline{\text{in}}\ \text{h}}$ HTD signalu $u_\text{h}(t)$, pavyzdžiui, harmoniniu $u_\text{h}(t) = U_{\text{o}\,\text{h}}\cdot\cos(\omega_\text{h}\cdot t)$, kurio amplitudė $U_{\text{o}\,\text{h}} > U_{\text{o}\,\text{s}}$ – MŠ įėjime $U_{\text{in}\ \text{s}}$ veikiančio naudingojo signalo $u_\text{s}(t)$ amplitudės $U_{\text{o}\ \text{s}}(t)$ vidutinė vertė. Taigi, iš čia matome, kad lauko tranzistorius T signalo $u_\text{s}(t)$ atžvilgiu veikia mažo signalo sąlygomis, kai tuo tarpu HTD signalo $u_\text{h}(t)$ atžvilgiu veikia didelio signalo sąlygomis. Todėl šio tranzistoriaus T statumą S_s BI schemoje, pasinaudoję išraišką (pirmoji d.– (1.282)), galime parašyti taip:

$$S_\text{s} \cong 2\cdot I_{\text{D max}}\cdot(|U_{\text{G h o}} + u_\text{h}(t)| - |U_{\text{s (h)}}|)/U_{\text{s (h)}}{}^2, \qquad (2.843)$$

čia: $I_{\text{D max}} \cong \mathcal{E}_{\text{DS}}/(R_\text{a} + R_4)$ – santakos D didžiausia srovė; $U_{\text{s (h)}}$ – užtūros G_h slenkstinė įtampa; $U_{\text{G h o}}$ – veikos tašką $\{I_{\text{D o}}, U_{\text{DS o}}\}$ nustatanti užtūros G_h pastovioji įtampa, kurios vertė yra:

$$U_{\text{G h o}} = \mathcal{E}_{\text{DS}}\cdot R_3/(R_2 + R_3). \qquad (2.843a)$$

Kai MŠ įėjime $U_{\text{in}\ \text{s}}$ veikia, pavyzdžiui, radijo dažnio signalas $u_\text{s}(t)$, tai įrenginio išėjime $U_{\text{iš}}$ gauname reakcijos signalą $u_{\text{iš}}(t)$, kuris, pasinaudojus išraišką (2.843), gali būti parašytas taip:

$$u_{\text{iš}}(t) = i_\text{D}(t)\cdot R_\text{a} = S_\text{s}\cdot u_\text{s}(t)\cdot R_\text{a} \cong$$

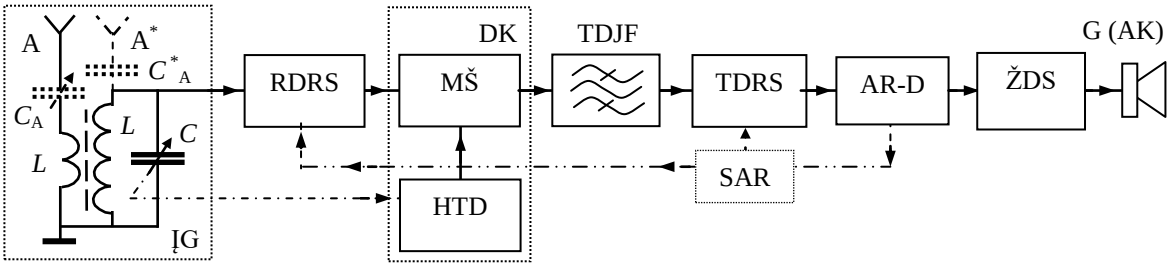
$$\cong \cdot u_{\rm s}(t)\cdot R_{\rm a}\cdot 2\cdot I_{\rm D\,max}\cdot(|U_{\rm G\,h\,o}+u_{\rm h}(t)|-|U_{\rm s\,(h)}|)/U_{\rm s\,(h)}{}^2 =$$
$$= \cdot u_{\rm s}(t)\cdot[R_{\rm a}\cdot 2\cdot I_{\rm D\,max}\cdot(U_{\rm G\,h\,o}-U_{\rm s\,(h)})/U_{\rm s\,(h)}{}^2] + u_{\rm s}(t)\cdot u_{\rm h}(t)\cdot[R_{\rm a}\cdot 2\cdot I_{\rm D\,max}/U_{\rm s\,(h)}{}^2]. \quad (2.844)$$

Iš (2.844) matome: išėjime $U_{\rm iš}$ formuojamo signalo $u_{\rm iš}(t)$ dažnių ω_{nm} spektre $\boldsymbol{A}_{nm}$, be sando $u_{\rm s}(t)$, yra spektro sandas $\boldsymbol{A}_k$ sudarytas iš signalų $u_{\rm s}(t)$ ir $u_{\rm h}(t)$ sandaugos: $[u_{\rm s}(t)\cdot u_{\rm h}(t)]$, o tai, savo ruožtu, duoda dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ papildomus sandus $\omega_{\pm}$ – su signalų $u_{\rm s}(t)$ ir $u_{\rm h}(t)$ atitinkamų dažnių $\omega_{\rm s}$ ir $\omega_{\rm h}$ suma $\omega_{+}=\omega_{\rm s}+\omega_{\rm h}$ ir skirtumų $\omega_{-}=|\omega_{\rm s}-\omega_{\rm h}|$. Čia pasakysime, kad VMŠ atveju HTD signalo $u_{\rm h}(t)$ triukšmo galia $P_{\rm trš\,(h)}$ (pirmoji d.– (P1.418)) sumuojasi su signalo $u_{\rm s}(t)$ triukšmo galia $P_{\rm trš\,(s)}$ ir tai blogina įtaiso triukšmines savybes – jo triukšmų koeficientas $K_{\rm trš\ MŠ}$ (pirmoji d.– (P1.414)) didėja. Triukšmo galios $P_{\rm trš\,(h)}$ įtaka triukšmų koeficiento $K_{\rm trš\ MŠ}$ vertei yra sumažinama specialiai sudaryta MŠ schema su dviem vienodais netiesiniais radiotechniniais elementais: specialiais *maišikliniais diodais* (MŠD), *maišikliniais tranzistoriais* (MŠT). Viena iš daugelio tokių schemų yra parodyta 2.296 pav., b, iš kurios matome, kad ji yra sudaryta su dviem vienodais dviejų užtūrų $G_{\rm s,\,h}$ indukuotojo p–kanalo MDP tranzistoriais $T_{1,\,2}$ – $MŠT_{1,\,2}$, kurių santakos $D_{1,\,2}$ yra sujungtos su bendra apkrovos varža $R_{\rm a}$, o ištakos $S_{1,\,2}$ per atitinkamus pastoviųjų įtampų $U_{\rm GS\ (1,\,2)\ o}$ neigiamo grįžtamojo ryšio rezistorius $R_{4,\,5}$ – su žeme, ir tai sudaro dviejų vienodų lygiagrečiai sujungtų VMŠ schemą – *dvitaktį MŠ* (DVMŠ), arba *balansinį maišiklį* (BMŠ). BMŠ veikos principas pagrįstas atitinkamomis BI pakopomis T_1 ir T_2 sustiprintų signalų $u_{\rm in\ s}(t)$ ir $u_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$ atitinkamų sandų $u_{\rm iš\ s\ (1,\,2)}(t)$ ir $u_{\rm iš\ h\ (1,\,2)}(t)$ sumavimu apkrovoje $R_{\rm a}$, kai atitinkamų sandų $u_{\rm iš\ s\ (1,\,2)}(t)$ ir $u_{\rm iš\ h\ (1,\,2)}(t)$ atitinkamos fazės $\varphi_{\rm iš\ s\ (1,\,2)}(t)$ ir $\varphi_{\rm iš\ h\ (1,\,2)}(t)$, ir atitinkamų signalų $u_{\rm in\ s}(t)$ ir $u_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$ atitinkamos fazės $\varphi_{\rm in\ s}(t)$ ir $\varphi_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$, sudaro atitinkamus skirtumus:

$$\left.\begin{aligned}&|\varphi_{\rm iš\ s\ (1,\,2)}(t)-\varphi_{\rm in\ s}(t)| = 180^{\rm o}\equiv\pi\ {\rm rad},\\ &|\varphi_{\rm iš\ h\ (1,\,2)}(t)-\varphi_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)| = 180^{\rm o}\equiv\pi\ {\rm rad},\\ &|\varphi_{\rm in\ h+}(t)-\varphi_{\rm in\ h-}(t)| = 180^{\rm o}\equiv\pi\ {\rm rad},\end{aligned}\right\} \quad (2.844a)$$

ir iš čia matome, kad $T_{1,\,2}$ užtūrose $G_{\rm s\ (1,\,2)}$ veikia sinfaziniai signalai $u_{\rm in\ s}(t)$, o užtūrose $G_{\rm h\ (1,\,2)}$ – parafaziniai signalai $u_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$. Todėl signalo $u_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$ sandų $u_{\rm iš\ h\ (1,\,2)}(t)$ fazės yra priešingos ir jų suma apkrovoje $R_{\rm a}$ lygi, arba artima, nuliui, ir tai lemia triukšmą $P_{\rm trš\,(h)\ iš}\cong 0$, ir šią sąlygą realizuoja su potenciometru R_6. Signalo $u_{\rm in\ h}(t)$ sandai $u_{\rm in\ h(+,\,-)}(t)$ gali būti sudaromi, pavyzdžiui, su transformatoriumi (Tr), kurio pirminė (I) įžeminta apvija n_1 yra sujungta su įžemintu signalo $u_{\rm in\ h}(t)$ HTD, o Tr antrinė (II) apvija n_2 turi su žeme sujungtą vidurio atšaką, kai apvijos n_2 kraštinės atšakos yra sujungtos su BMŠ atitinkamais įėjimais $U_{\rm in\ h(+,\,-)}$ (2.296 pav., b).

MŠ taikymą pailiustruosime *superheterodininio radijo imtuvo* (SHTDRI), kurio struktūrine schema ir detektuoto žemojo dažnio signalo $u_{\rm ŽDS}(t)$ stiprinimo bloko, įjungiamo detektoriaus D išėjime, yra parodyta 2.297 pav., atveju.



2.297 pav. Superheterodininio radijo imtuvo (SHTDRI) struktūrine schema, čia: A – antena; ĮG – įėjimo grandinas; RDRS – radijo dažnio rezonansinis stiprintuvas; DK – dažnio keitiklis; MŠ – maišiklis; HTD – heterodinas; TDJF – tarpinio dažnio (pralaidusis) juostinis filtras; TDRS – tarpinio dažnio rezonansinis stiprintuvas; (AR)-D – amplitudės ribotuvas-detektorius; SAR – stiprinimo automatinis reguliatorius; ŽDS – detektuoto signalo $u_{\rm ŽDS}(t)$ stiprinimo žemųjų dažnių stiprintuvas; G – garsiakalbis; AK – akustinė kolonėlė, sudaryta iš G

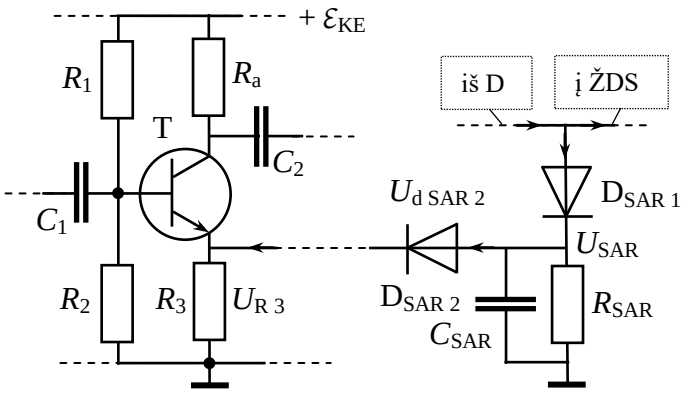
Iš 2.297 pav. matome: SHTDRI yra sudarytas iš įėjimo grandinių – ĮG, kurias sudaro antena (A) su žadinančiąja induktyvumo ritele L_1 ir su ja induktyviai susijusiu lygiagrečiuoju rezonansiniu *LC*– kontūru. Galimi ir kiti ĮG variantai – kai antena (A^*) su lygiagrečiuoju rezonansiniu *LC*– kontūru yra susijusi talpiniu ryšiu $C^*_{\rm A}$, arba kai nuoseklusis rezonansinis $L_1C_{\rm A}$ – kontūras yra betarpiškai sujungtas su antena (A) ir $L_1C_{\rm A}$ – kontūras induktyviuoju ryšiu yra susijęs su ritele *L* be kondensatoriaus *C* – tai 2.297 pav. yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Dažniausiai antena (A) veikia plačiame radijo dažnių diapazone $\Delta\omega_{\rm rad} >> \Delta\omega_{\rm LC}$ – santykinai siaurajuosčio *LC*– kontūro praleidžiamų dažnių juosta (2.29 pav.), ir todėl *LC*– kontūre sužadintas atskiras radijo dažnio signalas $u_{\rm s}(t)$ – naudingasis informacijos signalas patenka į radijo dažnio rezonansinį stiprintuvą (RDRS). Iš čia sustiprintas signalas $u_{\rm s}(t)$ patenka į dažnio keitiklį (DK), kuris yra sudarytas iš MŠ ir HTD, kuris, savo ruožtu, yra išoriškai valdomas HTD signalo $\boldsymbol{U}_{\rm h}$ dažnių $\omega_{\rm h}(C)$, čia $\omega_{\rm h}$ yra kondensatoriaus talpos *C* funkcija, dažniausiai sudvejintos konstrukcijos kondensatoriaus atskiros sekcijos talpa C^*, ir bendru atveju $C^* \neq C$. DK išėjime, be visų kitų dažnių ω_{nm} spektro $\boldsymbol{A}_{nm}$ sandų, yra formuojami tarpinio dažnio $\omega_{\rm t}$ signalai $u_{\rm t\pm}(t)$ su atitinkamomis vidutinėmis dažnių vertėmis $\omega_{\rm t+}$ ir $\omega_{\rm t-}$ (2.295 pav., b). Šių verčių sandai yra susiję taip:

$$\omega_{\rm t-} = |\omega_{\rm h} - \omega_{\rm N\,s}|, \qquad \omega_{\rm t+} = \omega_{\rm h} + \omega_{\rm N\,s}, \tag{2.845}$$

čia: $\omega_{\rm t-}$ ir $\omega_{\rm t+}$ – *tarpinio dažnio* signalų $u_{\rm t\pm}(t)$ atitinkamų dažnių spektrų $\Delta\omega_{\rm t\pm}$ atitinkamos vidutinės dažnio vertės, ir čia matome, kad dažniausiai $\omega_{\rm h} > \omega_{\rm N\,s}$ – radijo dažnio naudingojo signalo $u_{\rm s}(t)$ dažnių spektro $\Delta\omega_{\rm s}$ vidutinė vertė – nešlio $\boldsymbol{U}_{\rm N}$ dažnis $\omega_{\rm N\,o}$.

DK išėjime yra įjungtas tarpinio dažnio $\omega_{\rm t\pm}$ pralaidusis juostinis filtras (TDJF), su kuriuo yra išskiriamas tik vienas tarpinio dažnio signalas $u_{\rm t+}(t)$, arba $u_{\rm t-}(t)$, dažniausiai tarpinis dažnis $\omega_{\rm t-}$. Kai yra išskiriamas signalas $u_{\rm t+}(t)$ – turime *aukštinamąjį dažnio keitimą*, o kai yra išskiriamas signalas $u_{\rm t-}(t)$ – turime *žeminamąjį dažnio keitimą*. Kaip minėjome, dažniausiai yra taikomas žeminamasis dažnio keitimas ir iš TDJF išėjimo signalas $u_{\rm t-}(t)$ patenka į tarpinio dažnio $\omega_{\rm t-}$ rezonansinį stiprintuvą (TDRS). Iš čia sustiprintas signalas $u_{\rm t-}(t)$ patenka į amplitudės ribotuvo (AR)-detektoriaus (D) įtaisą (AR-D). Kai yra priimamas KM- radijo dažnio signalas $u_{\rm s\ KM}(t)$, detektoriaus įtaisas D papildomai dar turi amplitudės ribotuvą (AR). Akivaizdu, kad detektuotas žemo dažnio signalas $u_{\rm ŽDS}(t)$ patenka į žemojo dažnio stiprintuvą (ŽDS), dar kitaip vadinamą *garsinio dažnio stiprintuvu* (GDS), ir sustipintas signalas $u_{\rm ŽDS}(t)$ patenka į akustinę sistemą – akustines ausines, ar garsiakalbį (G), ar iš jų sudarytą akustinę kolonėlę (AK) – šiuo atveju ŽDS yra galios stiprintuvas.

Kita vertus, akivaizdu, kad „eteryje“ radijo signalų $u_{\rm s}(t)$ vidutinės galios $\overline{P}_{\rm s}$ skiriasi daug kartų – iki 10^6 ir daugiau. Todėl iš „eterio“ išskiriant vis kitą radijo dažnio signalą $u_{{\rm s}\,i}(t)$, čia i = 1; 2; 3; ..., imtuvo išėjime – akustinėje sistemoje bus labai skirtingo stiprumo garsai, o tai akivaizdžiai nėra priimtina. Ši problema yra sprendžiama taikant *stiprinimo automatinį reguliavimą* (SAR) (2.297 pav.), kurio vienas iš galimų realizavimo variantų – *SAR įrenginys* – yra parodytas 2.298 pav.



2.298 pav. Radijo imtuvo stiprinimo automatinio reguliavimo (SAR) grandinė

Iš 2.298 pav. matome: SAR veikimas yra pagrįstas neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, kai grįžtamojo ryšio signalas, pavyzdžiui, įtampa $u_{\mathrm{D}}(t) \sim u_{\mathrm{ŽDS}}(t)$ iš detektoriaus D yra perduodamas į RDRS arba TDRS (2.297 pav.), kurių diferencialinis stiprinimo koeficientas, pavyzdžiui, įtampos $K_{\mathrm{u}}(u_{\mathrm{ŽDS}}(t))$, yra $u_{\mathrm{D}}(t) \sim \overline{u}_{\mathrm{ŽDS}}(t)$ – vidutinės vertės funkcija. Akivaizdu, kad šiuo atveju K_{u} vertė turi būti mažinama, kai detektuoto signalo $u_{\mathrm{ŽDS}}(t)$ vidutinė galia $\overline{P}_{\mathrm{ŽDS}}$ pasiekia norimą vertę, ir todėl turime realizuoti atvirkštinę priklausomybę – $K_{\mathrm{u}} \sim 1/\overline{P}_{\mathrm{ŽDS}}(t) \sim \sim 1/\overline{u}_{\mathrm{ŽDS}}(t)$.

Iš 2.298 pav. taip pat matome, kad SAR yra gaunamas panaudojus neigiamąjį grįžtamąjį ryšį tarp detektoriaus D išėjimo ir tarp kurios nors vienos stiprinimo pakopos – RDRS arba TDRS. Šis neigiamasis grįžtamasis ryšys yra gaunamas išlyginus detektoriaus D išėjime detektuotą signalą $u_{\mathrm{ŽDS}}(t)$ su papildoma vienpuse diodine – $\mathrm{D}_{\mathrm{SAR\ 1}}$ lyginančiąja grandine, kurios apkrovoje R_{SAR} gauta pastovioji įtampa U_{SAR} yra perduodama per papildomai įjungtą diodą $\mathrm{D}_{\mathrm{SAR\ 2}}$ į RDRS, arba TDRS, į kurios nors vienos stiprinimo pakopos, pavyzdžiui, BE stiprinimo pakopos tranzistoriaus T emiterio E grandinėje įjungtą neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorių R_3.

Kol įtampa U_{SAR} tenkina sąlygą:

$$U_{\mathrm{SAR}} \le U_{\mathrm{R\ 3}} + U_{\mathrm{d\ SAR\ 2}}, \tag{2.846}$$

čia: $U_{\mathrm{d\ SAR\ 2}}$ – diodo $\mathrm{D}_{\mathrm{SAR\ 2}}$ slenkstinė įtampa tiesiogine kryptimi (pirmoji d.– 1.18 pav.), o $U_{\mathrm{R\ 3}}$ – pastovioji įtampa rezistoriuje R_3 (2.298 pav.), tol neigiamasis grįžtamasis ryšys neveikia, nes diodas $\mathrm{D}_{\mathrm{SAR\ 2}}$ yra „uždarytas“, ir nagrinėjamos BE stiprinimo pakopos diferencialinis įtampos stiprinimo koeficientas $K_{\mathrm{u\,e}} = \mathrm{const}$.

Kai įtampa U_{SAR} tenkina sąlygą:

$$U_{\mathrm{SAR}} > U_{\mathrm{R\ 3}} + U_{\mathrm{d\ SAR\ 2}}, \tag{2.846a}$$

tai šiuo atveju neigiamojo grįžtamojo ryšio diodas $\mathrm{D}_{\mathrm{SAR\ 2}}$ „atsidaro“ ir todėl pastovioji įtampa $U_{\mathrm{R\ 3}}$ rezistoriuje R_3 padidėja, o tai, savo ruožtu, „pridaro“ tranzistorių T, todėl sumažėja jo kolektoriaus K srovė I_{K}, ir todėl sumažėja jo statumas $S = I_{\mathrm{K}}/\varphi_{\mathrm{T}}$, o kartu sumažėja BE schemos $K_{\mathrm{u\,e}}$, taip pat ir viso RDRS arba TDRS stiprinimas – veikia neigiamasis grįžtamasis ryšys.

Taigi, dėl SAR grandinės įtakos detektoriaus D išėjime detektuotos įtampos $u_{\mathrm{ŽDS}}(t)$ amplitudės $U_{\mathrm{o\ ŽDS}}$ vidutinė vertė $\overline{U}_{\mathrm{o\ ŽDS}}$ neviršija numatyto lygio, pavyzdžiui, $\overline{U}_{\mathrm{o\ ŽDS}} \le 0{,}6$ V, kai turime Si diodus, arba $\overline{U}_{\mathrm{o\ ŽDS}} \le 0{,}8$ V, kai turime GaAs diodus, arba $\overline{U}_{\mathrm{o\ ŽDS}} \le 0{,}4$ V, kai turime Ge diodus.

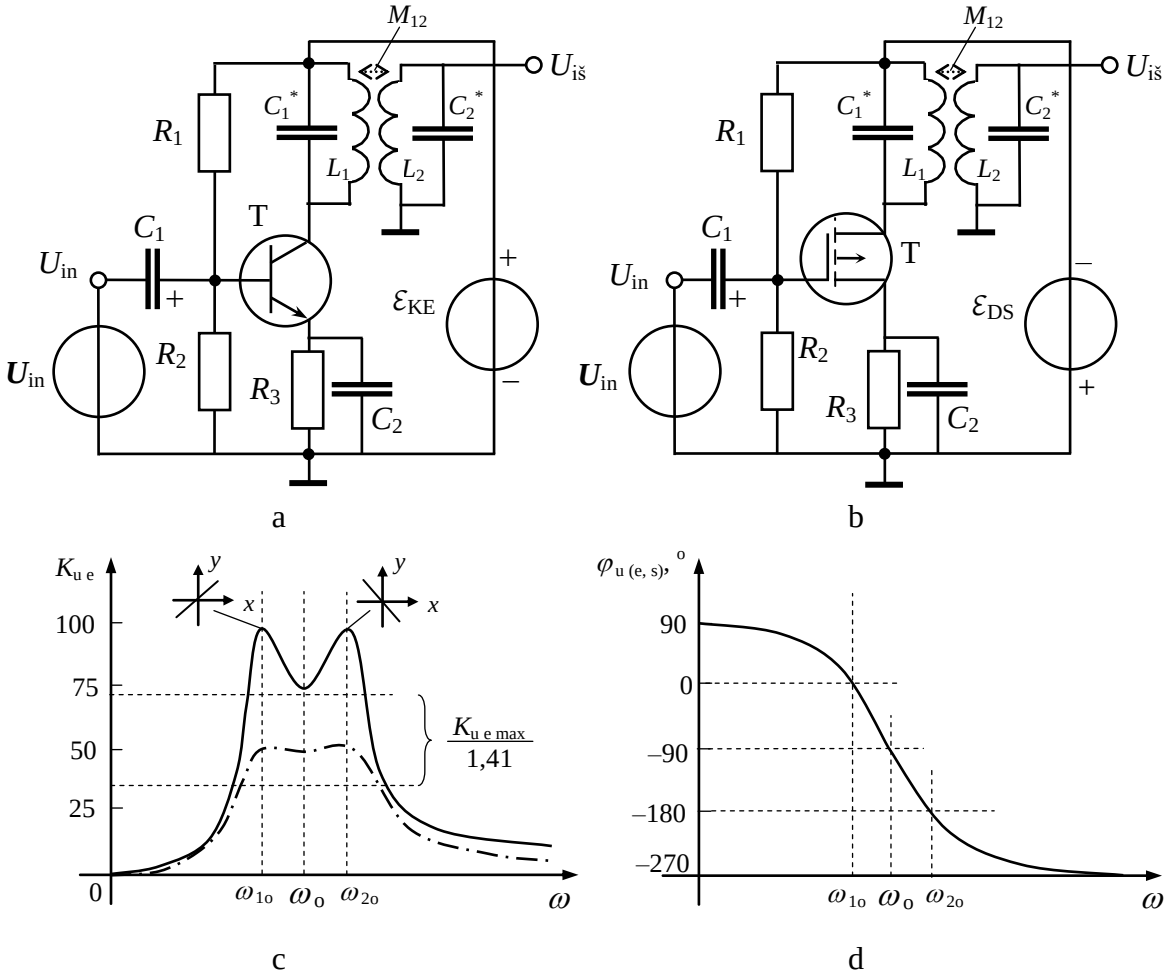
Iš 2.295 pav., b, ir (2.845) matome: SHTDRI (2.297 pav.) suderinimą norimai radijo stočiai RS_i, spinduliuojančiai į „eterį“ radijo signalą $u_{\mathrm{s}\ i}(t)$, galima keičiant tik HTD generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\mathrm{h}}$ dažnį $\omega_{\mathrm{h}} \to \omega_{\mathrm{h}\,i}$, čia $i = 1, 2, 3, \ldots$. Tačiau šiuo atveju ĮG grandinė turi būti plačiajuostė – $\Delta\omega_{\mathrm{ĮG}} \cong \Delta\omega_{\mathrm{rad}}$ – apimanti visą radijo dažnio diapazoną. Akivaizdu, kad tokiu atveju kartu su norima girdėti radijo stotimi RS_i bus girdimos ir kitos – vadinamosios „*veidrodinės*“ radijo stotys (2.295 pav., c), kurių signalų $u_{\mathrm{s\ v}\ i}(t)$ dažnių spektro $\Delta\omega_{\mathrm{s\ v}\ i}$ vidutinis – nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}$ dažnis $\omega_{\mathrm{N\ v}\ i}$ tenkins „*veidrodinio*“ *dažnio* $\omega_{\mathrm{N\ v}\ i}$ („*veidrodinio*“ *radijo kanalo*) sąlygą:

$$\omega_{\mathrm{N\ v}\ i\pm} = |\omega_{\mathrm{h}\,k} \pm \omega_{\mathrm{t}\,-}|, \text{ arba } \omega_{\mathrm{N\ v}\ i\pm} = |\omega_{\mathrm{h}\,k} \pm \omega_{\mathrm{t}\,+}|. \tag{2.847}$$

Taigi, „veidrodinio“ radijo kanalo dažnio $\omega_{\mathrm{N\ v}\ i}$ neigiamas poveikis gali būti pašalintas įterpus papildomą užtvarinį juostinį dažnių filtrą tarp ĮG ir DK įtaisų (2.297 pav.), nepraleidžiantį radijo signalų $u_{\mathrm{s\ v}\ i}(t)$, kurių „veidrodinis“ dažnis $\omega_{\mathrm{N\ v}\ i+}$, nes $\omega_{\mathrm{N\ v}\ i-}$ atitinka priimamos radijo stoties RS_i nešlio $\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}\ i}$ vidutinį dažnį $\omega_{\mathrm{N\ s}\ i}$. Kita vertus, tai galima pasiekti naudojant siaurąjuostę perderinamą ĮG, pavyzdžiui, turinčią keičiamo rezonansinio dažnio lygiagretųjį *LC*– kontūrą su kintamosios talpos kondensatoriumi *C* (2.297 pav.), kuris yra perderinamas kartu su HTD dažniu $\omega_{\mathrm{h}\ i}$. Čia reikia pasakyti, kad HTD gali būti bet koks išoriškai perderinamo stabilaus dažnio harmoninių virpesių generatorius (2.2 poskyris), kurio

generuojamas dažnis $\omega_{\text{h}\,i}$ turi tenkinti sąlygą (2.845).

Iš 2.297 pav. matome, kad SHTDRI struktūrinė schema turi RDRS, TDJF ir TDRS blokus, kurių elektroninės schemos yra labai įvairios. Akivaizdu, kad RDRS ir TDRS blokai gali būti ir įprastai yra daromi *RLC– rezonansinių stiprintuvų schemų būdu*, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.208 pav. Tačiau stiprintuvo su vienu *RLC*– rezonansiniu kontūru praledžiamų dažnių juosta $\Delta\omega$ dažnai yra persiaura ir savo kokybe netenkina aukštesnių reikalavimų perduodamo signalo, pavyzdžiui, garso kokybės parametrams. Todėl yra naudojami *dviejų, ir daugiau, magnetiškai surištųjų RLC– rezonansiniu kontūru sistemos stiprintuvai*, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.298a pav.



2.298a pav. Rezonansinė *LC*– stiprinimo pakopa BE schemos atveju (a) ir BI schemos atveju (b) su dviem surištaisiais rezonansinizis lygiagrečiaisiais $(LC)_{1,\,2}$– kontūrais apkrovoje, bei šių schemų atitinkamų įtampos stiprinimo koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u (e, s)}}$ (BE) amplitudės bei fazių dažninės charakteristikos $K_{\text{u e}}(\omega)$ (BE) (c) ir $\varphi_{\text{u (e, s)}}(\omega)$ (BE ir BI) (d)

Iš 2.298a pav., a ir b, matome, kad abiejų BE ir BI stiprinimo pakopų apkrovų grandinėse yra įjungti dviejų magnetiškai M_{12} (2.233) surištų rezonansinių lygiagrečių $(LC)_{1,\,2}$– kontūrų sistemos, kurių rezonansinės charakteristikos yra parodytos 2.65 pav.–2.68 pav. BE pakopos atveju įtampos stiprinimo diferencialinio koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{u e}}$ amplitudės $K_{\text{u e}}(\omega)$ dažninės charakteristikos yra parodytos 2.298a pav., c, čia ištisinė kreivė, kai $(LC)_{1,\,2}$– kontūrai nėra šuntuoti rezistoriais $R_{\text{š}\,1,\,2} = \infty$, o brūkšninė-taškinė kreivė, kai lygiagrečiai $(LC)_{1,\,2}$– kontūrams yra prijungti šunto rezistoriai $R_{\text{š}\,1,\,2}$ = (5–10) kΩ – schemose nėra parodyti. Čia pasakysime, kad analogiškos $K_{\text{u s}}(\omega)$ kreivės yra ir BI pakopos atveju, tik $K_{\text{u s}}(\omega)$ vertės yra (5–10) kartų mažesnės už $K_{\text{u e}}(\omega)$ vertes. Koeficientų $\boldsymbol{K}_{\text{u (e, s)}}$ fazių dažninės charakteristikos $\varphi_{\text{u (e, s)}}(\omega)$ yra parodytos 2.298a pav., d. Čia matome, kad fazinė

charakteristika $\varphi_{u\,(e,\,s)}(\omega)$ yra pateikiama atsižvelgiant į dažninės charakteristikos $K_{u\,(e,\,s)}(\omega)$ matavimo, pavyzdžiui, Lisažu metodu gautus rezultatus, kai atitinkamų kreivės $K_{u\,(e,\,s)}(\omega)$ smailių (pikų) „taškuose“– $\{K_{u\,(e,\,s)},\ \omega\}$ yra matomos atitinkamos Lisažu figūros – tesės, kurių polinkio kampas nurodo fazės $\varphi_{u\,(e,\,s)}(\omega)$ vertę: $\varphi_{u\,(e,\,s)\,max}(\omega_{1o}) = 0^o$ ir $\varphi_{u\,(e,\,s)\,max}(\omega_{2o}) = -180^o$ (arba $-\pi$ rad). Akivaizdu, kad $(LC)_{1,\,2}$– kontūrų šuntavimas leidžia sumažinti koeficiento $K_{u\,(e,\,s)}(\omega)$ verčių kitimą praleidžiamų dažnių diapazone $\Delta\omega \cong \omega_{2o} - \omega_{1o}$. Čia pasakysime, kad TDJF blokas taip pat gali būti ir įprastai yra daromi *RLC*– rezonansinių stiprintuvų schemų būdu su keliais magnetiškai surištais rezonansiniais $(LC)_{1-n}$ – kontūrais, kurių vietoje yra taikomi pjezokeraminiai juostiniai (pralaidieji) filtrai, veikiantys pjezokristalų rezonansiniais efektais. Pjezoelektrinių juostinių filtrų dažninė charakteristika labai artima „stačiakampio“ pavidalui, tačiau juose signalo slopinimas yra santykinai didelis – iki –10 dB, o gabaritai maži ir tai yra esminis pjezoelektrinių juostinių filtrų pranašumas, palyginus su *LC*– kontūrais.

2.7. Maitinimo šaltiniai

Akivaizdu, kad bet koks elektroninis įtaisas ar įrenginys, turintis aktyviųjų puslaidininkinių elementų – tranzistorių, veiks stiprinimo ar generacijos veikoje tik tuo atveju, kai jo sudėtyje bus įjungti pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ arba (ir) srovės I šaltiniai. Įtampos $\mathcal{E}$ ir srovės I šaltiniai, kurių pastovioji atitinkama vertė $\mathcal{E}$ = const ir I = const, yra vadinami *maitinimo šaltiniais*. Čia pasakysime, kad parametriniuose įrenginiuose (2.2.6 poskyris) „maitinimo šaltinio“ paskirtį atlieka heterodino kintamosios įtampos $\boldsymbol{U}_h$ šaltinis.

Maitinimo šaltiniai yra skiriami į tris grupes: *įtampos maitinimo šaltiniai*, kai $\mathcal{E}$ = const, *srovės maitinimo šaltinai*, kai I = const, ir *galios maitinimo šaltiniai*, kai P = const.

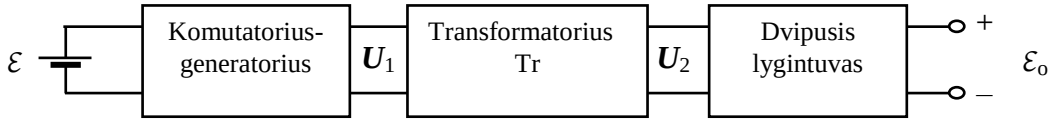
2.7.1. Įtampos maitinimo šaltiniai

Įtampos maitinimo šaltiniai visais atvejai turi vadinamąjį *pirminį įtampos šaltinį*, kurio fizikinė veika ir ją realizuojanti konstrukcija lemia įtampos maitinio šaltinių elektroninių schemų įvairovę. Kai pirminis įtampos šaltinis yra galvaninis elementas $\mathcal{E}$ arba akumuliatorius $\Sigma\mathcal{E}_i$, šie įtaisai gali betarpiškai sudaryti elektroninio įrenginio įtampos maitinimo šaltinį, ir šiuo atveju įtampos maitinimo šaltinis nėra elektroninis įtaisas, kurį suprantame kaip įtaisą, sudarytą iš elektroninių komponentų – pasyviųjų bei aktyviųjų. Akivaizdu, kad reikiamą įtampos vertę $\mathcal{E}_o$ iš galvaninių elementų $\mathcal{E}_i$ arba akumuliatorių $\Sigma\mathcal{E}_i$, sudarome juos jungdami į atitinkamas baterijas. Tačiau šiuo atveju maitinimo šaltinio gabaritai tampa griozdiški ir mobiliuosiuse elektroniniuose įtaisuose nepriimtini. Todėl elektronikoje yra taikomas kitas – elektroninis pirminio šaltinio – galvaninio elemento $\mathcal{E}_i$ arba akumuliatoriaus $\Sigma\mathcal{E}_i$ įtampos didinimo būdas – *pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninis keitimas*, kuris yra atliekamas *pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroniniais keitikliais*.

2.7.1.1. Pastoviosios įtampos keitikliai

Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio struktūrinė schema yra parodyta 2.299 pav., ir iš ten matome, kad jo esmę sudaro transformatoriaus Tr panaudojimas.

Transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje I yra žadinama kintamoji įtampa $\boldsymbol{U}_1$, kuri, savo ruožtu, yra gaunama mechaniškai, arba elektroniniu būdu – generatoriumi, komutuojant pirminio įtampos šaltinio įtampą $\mathcal{E}$, dėl to transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje II yra žadinama išėjimo įtampa $\boldsymbol{U}_2$, kuri, savo ruožtu, yra išlyginama dvipusiu diodiniu lygintuvu ir



2.299 pav. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio struktūrinė schema

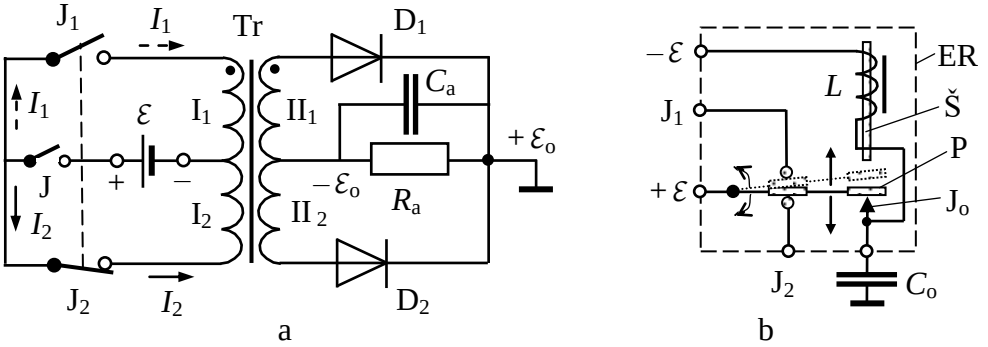
toliau stabilizuojama (pastovinama) iki pasirinktos pastoviosios vertės $\mathcal{E}_o$. Taigi, matome, kad pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninis keitiklis gali būti sudarytas dviem būdais:

1 – kai pirminio įtampos šaltinio įtampą $\mathcal{E}$ yra komutuojama mechaniškai;

2 – kai pirminio įtampos šaltinio įtampą $\mathcal{E}$ yra komutuojama elektronine grandine be mechaninių įtaisų.

2.7.1.1.1. Pastoviosios įtampos mechaniniai keitikliai

2.300 pav., a, yra parodyta pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ keitiklio principinė elektroninė schema, kurioje yra panaudotas mechaninis pirminio įtampos šaltinio įtampos $\mathcal{E}$ komutavimo principas, ir todėl toks įrenginys yra vadinamas *pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ vibraciniu keitikliu*.



2.300 pav. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ vibracinio keitiklio principinė elektroninė schema (a) ir vienas galimų mechaninių kontaktų $J_{1,\ 2}$ komutavimo elektromagnetine rele ER realizavimo variantų (b)

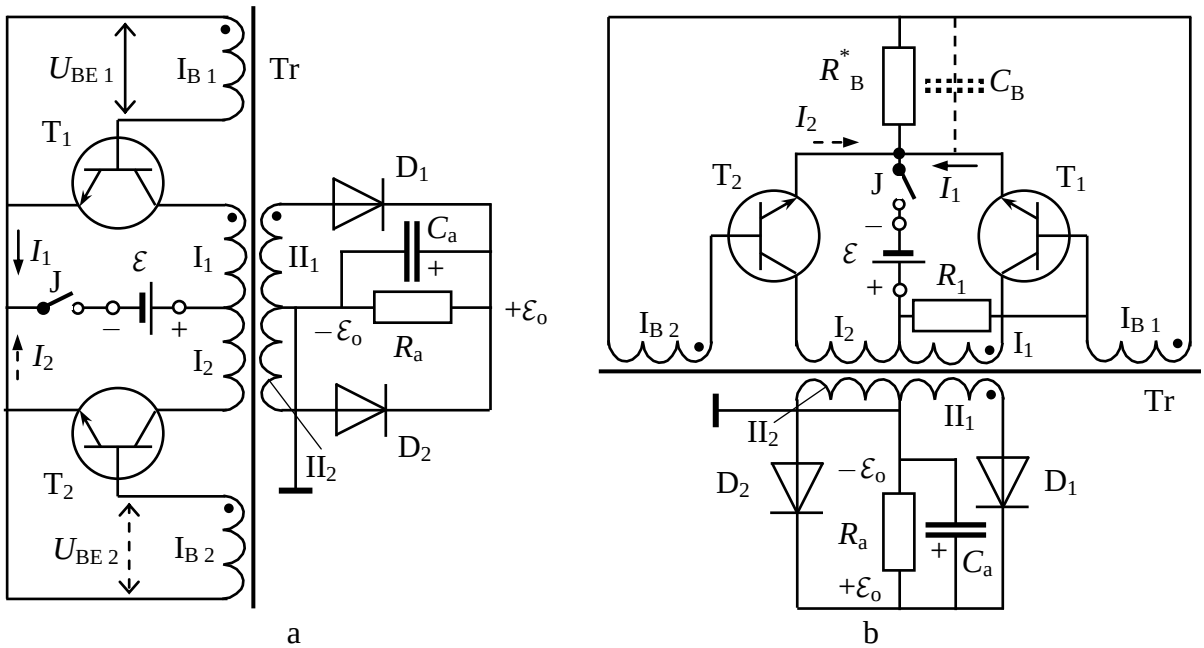
Iš 2.300 pav., a, matome: pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ vibracinio keitiklio transformatoriaus

Tr pirminė I ir antrinė II apvijos yra padarytos su apvijų vidurio atšakomis, leidžiančiomis antrinėje apvijoje II sudaryti kintamosios įtampos dvipusę lyginimo grandinę su dviem lyginančiaisiais diodais $D_{1,\ 2}$. Kintamoji įtampa $\boldsymbol{U}_1$ pirminėje apvijoje I yra sudaroma paeiliui komutuojant jungiklius $J_{1,\ 2}$, kuriems esant „įjungtose“ padėtyse, paeiliui susidaro uždaros srovės grandinės: $(+\mathcal{E})$-J_1 -I_1 -$(-\mathcal{E})$ ir $(+\mathcal{E})$-J_2 -I_2 -$(-\mathcal{E})$, kuriomis teka atitinkamos srovės $I_{1,\ 2}$. Jungiklių $J_{1,\ 2}$ mechaninis komutavimas gali būti padarytas panaudojant elektromagnetinės relės ER veikimo principą, kurio vienas galimų realizavimo variantų yra parodytas 2.300 pav., b. Iš 2.300 pav., b, matome: komutuojamo pirminio įtampos šaltinio įtampa $\mathcal{E}$ yra prijungiama prie ER elektromagneto šerdies Š apvijų L per papildomą komutacinį jungiklį J_o, kurio pradinė padėtis, kai $\mathcal{E} = 0$, atitinka „trumpąjį“ jungimą. Prijungus įtampą $\mathcal{E} > 0$, ER apvija L pradeda tekėti srovė I_L ir todėl ER šerdyje Š yra indukuojamas magnetinis laukas $\boldsymbol{B}$. Šis laukas pritraukia komutacinio jungiklio J_o judamąjį kontaktą P ir dėl to „nutraukia“ ER šerdies Š apvijų L grandinę, kartu išjungia srovę $I_L = 0$. Akivaizdu, kad komutacinio jungiklio J_o judamasis kontaktas P turi magnetinės medžiagos, pavyzdžiui, permalojaus, plokštelę P ir yra padarytas spyruokliuojančios juostelės pavidalo. Todėl permalojaus plokštelė P grįžta į pradinę padėtį – „trumpąjį“ jungimą, kai $I_L = 0$. Toliau procesas kartojasi ir komutacinis jungiklis J_o atlieka svyruojamuosius judesius, kurių atitinkamas mechaninis rezonansinis

dažnis $\omega_{o} = (\chi/m)^{1/2}$, čia: χ – spyruokliuojančios juostelės tamprumo koeficientas; m – komutacinio jungiklio J_o judančios kontaktų dalies masė. Taigi, matome, kad kai papildomas komutacinis jungiklis J_o yra „trumpojo“ jungimo padėtyje, komutuojamos įtampos šaltinio polius $+\mathcal{E}$ per jungiklį J_2 yra sujungiamas su transformatoriaus Tr pirminės apvijos I dalimi I_{2}, o kai jungiklis J_o yra „nutrauktos“ grandinės padėtyje, komutuojamos įtampos šaltinio polius $+\mathcal{E}$ per jungiklį J_1 yra sujungiamas su transformatoriaus Tr pirminės apvijos I dalimi I_1. Vibruojant komutaciniam jungikliui J_o, per transformatoriaus Tr pirminės apvijos I atitinkamas dalis $I_{1,\ 2}$ paeiliui teka atitinkamos srovės $I_{1,\ 2}$, todėl antrinės apvijos II atitinkamose dalyse $II_{2,\ 1}$ yra indukuojamos atitinkamos kintamosios įtampos $U_{2\text{-}1,\ 2\text{-}2\ \sim}$, kurių amplitudės $U_{o\ 2\text{-}1} = U_{o\ 2\text{-}2} = U_{o\ 2} = n_{21}\cdot\mathcal{E}$, čia $n_{21} = n_2/n_1$ – transformacijos koeficientas, ir čia $n_{2,\ 1}$ – atitinkamai antrinės ir pirminės apvijų II ir I atitinkamų dalių $II_{1,\ 2}$ ir $I_{1,\ 2}$ vijų skaičius. Kintamoji įtampa $U_{2\ \sim}$ yra išlyginama dvipusiu diodiniu $D_{1,\ 2}$ lygintuvu, todėl pastoviosios įtampos vibracinio keitiklio išėjime $U_{\text{iš}}$ – apkrovoje R_a yra gaunama pastovioji įtampa $\mathcal{E}_o = U_{o\ 2} = n_{2,\ 1}\cdot\mathcal{E}$. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ vibracinio keitiklio naudingasis veikos koeficientas η gali siekti iki 80 %, tačiau esminis tokio įtaiso trūkumas yra sąlyginai didelis mechaninių virpesių keliamas triukšmas ir sąlyginai trumpas veikos laikas. Taip pat didelis trūkumas yra sąlyginai dideli elektromagnetiniai trikdžiai, atsirandantys dėl ER kontaktų kibirkščiavimo. Šių trūkumų neturi pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroniniai keitikliai.

2.7.1.1.2. Pastoviosios įtampos elektroniniai keitikliai

Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninių keitiklių esminė veikos idėja yra elektroninio generatoriaus sudarymas transformatoriaus Tr pirminės apvijos I grandinėje, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.301 pav.



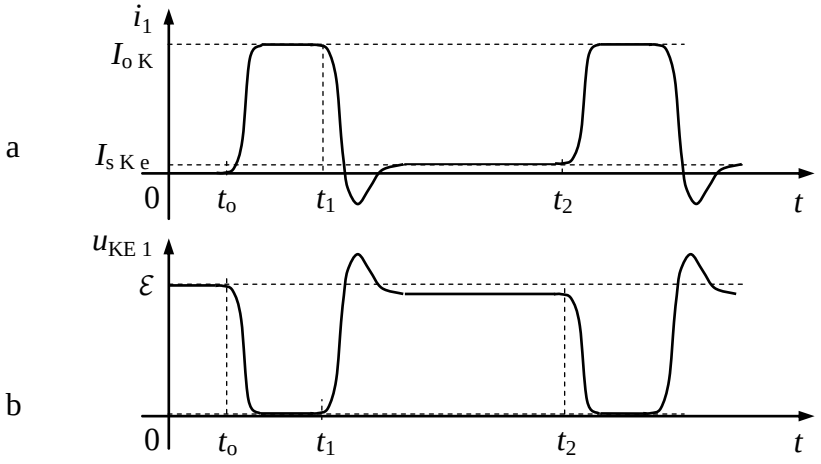
2.301 pav. Viena paprasčiausių pastoviosios įtampos elektroninio keitiklio principinė elektroninė schema (a) ir vienas galimų patobulinimo variantų (b)

Iš 2.301 pav., a, matome: pirminio įtampos šaltinio pastoviajai įtampai $\mathcal{E}$ keisti į kintamąją įtampą $U_{1\ \sim}$ yra panaudoti du *tranzistoriniai blokinggeneratoriai* $T_{1,\ 2}$, veikiantys dvitaktės schemos pagrindu. Blokinggeneratoriaus veikimas yra pagrįstas transformatoriaus Tr pirminių apvijų $I_{1,\ 2}$ kaip apkrovų naudojimu tranzistorių $T_{1,\ 2}$ kolektorių $K_{1,\ 2}$ grandinėse ir teigiamojo grįžtamojo ryšio sudarymu, panaudojant transformatoriaus Tr antrines apvijas $II_{1,\ 2}$ bazių $B_{1,\ 2}$ grandinėse BE schemos atveju, tai yra parodyta 2.301 pav., a, arba emiterių $E_{1,\ 2}$ grandinėse BB schemos atveju (nėra parodyta).

2.301 pav., a, parodytas blokinggeneratorius, pavyzdžiui, su tranzistoriumi T_1, veikia taip. Jungikliu J įjungus pirminį įtampos šaltinį $\mathcal{E}$, pradiniu laiko momentu t_o tranzistorius T_1 yra „uždarytas“ ir todėl kolektoriaus-emiterio grandinėje srovė $I_1 = 0$. Tačiau dėl įtampos $\mathcal{E}$ pradeda tekėti šiluminė – atgalinė kolektoriaus-emiterio soties srovė $I_{s\ K\ e} > 0$ ir todėl kolektoriaus K_1 apkrovos apvijoje I_1 yra žadinamas indukcinis magnetinis srautas $\boldsymbol{\Phi}_{m\ 1}$ (2.526), kuris per transformatoriaus Tr šerdį grįžtamojo ryšio apvijoje $I_{B\ 1}$ žadina įtampą $U_{BE\ 1} > 0$. Apvijų I_1 ir $I_{B\ 1}$ jungimo poliškumai yra parinkti taip, kad tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 ir bazės B_1 atitinkamų įtampų $U_{KE\ 1,\ BE\ 1}$ fazės $\varphi_{o\ KE\ 1,\ BE\ 1}$ būtų priešingos – $\varphi_{o\ KE\ 1} - \varphi_{o\ BE\ 1} = \pm\pi$ rad $\equiv \pm 180^o$, tai 2.301 pav. yra parodyta atitinkamais taškais • transformatoriaus Tr apvijų išvaduose, kurių signalų fazės vienodos. Taigi, šiuo atveju turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį ir dėl didėjančios atidarančios įtampos $U_{BE\ 1} > 0$ tranzistorius T_1 yra dar labiau „pradaromas“. Todėl didėja srovė $I_1 > 0$ ir kartu didėja atidarančios įtampos $U_{BE\ 1}$ modulis, ir t. t. – tranzistorius T_1 labai sparčiai yra „atidaromas“ iš atkirtos veikos taško $\{I_{s\ K\ e},\ U_{KE\ 1} \cong \mathcal{E}\}$ į soties veikos tašką $\{I_{K\ o},\ U_{KE\ 1} \cong 0\}$, čia $I_{o\ K} \cong \mathcal{E}/R_{KE\ o}$ – kolektoriaus K_1 srovės $i_{K1}(t)$ impulso amplitudė ir $I_{o\ K} >> I_{s\ K\ e}$, o $R_{KE\ o}$ – įsotinto tranzistoriaus T_1 kolektoriaus-emiterio varža. „Atidarytas“ tranzistorius T_1 yra soties veikoje ir todėl kolektoriaus-emiterio įtampa $U_{KE\ 1} = I_{o\ K} \cdot R_{KE\ o} \approx 0$, o jo įsotinimo gylis BE schemoje yra nusakomas soties koeficientu (faktoriumi) $K_{s\ e} \geq 1$, kuris yra išreiškiamas taip: $K_{s\ e} = I_{B\ s}/I_{o\ B} = I_{B\ s} \cdot \beta_o / I_{o\ K} \geq 1$, čia: $I_{B\ s}$ – tranzistoriaus T_1 bazės B_1 srovė soties veikoje; $I_{o\ B}$ – bazės B_1 srovė soties pradžioje, kai dar galioja tiesinis sąryšis – $I_{o\ K} = \beta_o \cdot I_{o\ B}$. Soties faktorius $K_{s\ e}$ priklauso nuo įtampos $U_{BE\ 1}$ didžiausios vertės $U_{BE\ 1\ max}$, kuri, savo ruožtu, priklauso nuo transformacijos koeficiento $n^*_{B\ 1} = n_{B\ 1}/n_{I1}$, čia $n_{B\ 1}$ ir n_{I1} – atitinkamai pirminių apvijų $I_{B\ 1}$ ir I_1 vijų skaičius. Todėl galima parašyti:

$$U_{BE\ 1\ max} \cong n^*_{B\ 1} \cdot \mathcal{E}. \qquad (2.848)$$

Kol tranzistorius T_1 yra soties veikoje, srovė $I_1 \cong I_{o\ K} \cong$ const ir, praėjus laikui $\Delta t_s = t_1 - t_o$, laiko momentu t_1 srovė I_1 pradeda mažėti – $I_1 \Rightarrow 0$. Dėl šios srovės mažėjimo kolektoriaus K_1 apkrovos apvijoje I_1 yra žadinamas indukcinis magnetinis srautas $\boldsymbol{\Phi}_{m\ 1}$ (2.526), kuris per transformatoriaus Tr magnetinę šerdį grįžtamojo ryšio apvijoje $I_{B\ 1}$ žadina priešingo poliškumo įtampą $|-U_{BE\ 1}| > 0$. Dėl schemoje veikiančio teigiamojo grįžtamojo ryšio, didėjanti uždarančio poliškumo įtampa $U_{BE\ 1}$ dar labiau „pridaro“ tranzistorių T_1, todėl mažėja srovė $I_1 \Rightarrow I_{s\ K\ e}$, o dėl to dar labiau didėja uždarančios įtampos $U_{BE\ 1}$ modulis, ir t. t. – tranzistorius T_1 labai sparčiai yra „uždaromas“ iš soties veikos taško $\{I_{o\ K},\ U_{KE\ 1} \cong 0\}$ į atkirtos veikos tašką $\{I_{s\ K\ e},\ U_{KE\ 1} \cong \mathcal{E}\}$. Čia aprašyti pereinamieji procesai yra parodyti 2.302 pav., kuriame yra pateiktos tranzistoriaus T_1 srovės $I_1 \equiv i_1(t)$ ir įtampos $U_{KE\ 1} \equiv u_{KE\ 1}(t)$ laiko t diagramos.



2.302 pav. Blokinggeneratoriuje (2.301 pav., a) veikiančio tranzistoriaus T_1 srovės I_1 ir įtampos $U_{KE\ 1}$ laiko t diagramos atitinkamai $i_1(t)$ (a) ir $u_{KE\ 1}(t)$ (b)

Iš 2.302 pav. matome: blokinggeneratoriaus išėjime $U_{\text{iš}}$ – transformatoriaus Tr antrinėje apvijoje II – generuojami virpesiai $u_{\text{iš}}(t)$ yra videoimpulsų pavidalo, kurių retis χ (2.723a) yra daugiau už du, nes $\chi \cong (t_2 - t_o)/(t_1 - t_o) > 2$. Taip pat matome, kad tranzistoriaus T_1 „išjungimo“ metu laiko momentu t_1 formuojamas kritimas t_f turi priešingo poliškumo „išmetimą“ – aperiodinį virpesį, kuris atsiranda dėl transformatoriaus Tr pirminėje apvijoje I_1 ir šerdyje susikaupusios magnetinio lauko $\boldsymbol{B}$ energijos. Antrasis blokinggeneratorius su tranzistoriumi T_2 veikia taip pat, kaip ir T_1, tačiau jo veikos fazės yra priešingos blokinggeneratoriaus su tranzistoriumi T_1 veikos fazėms, o būtent, kai T_1 yra „uždaromas“, T_2 yra „atidaromas“ ir atvirkščiai – turime *dvitaktį blokinggeneratorių*. Ši veika yra pasiekiama sudarant tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ grandinėse teigiamuosius grįžtamuosius ryšius, kurių fazių postūmis – skirtumas $\Delta\varphi = \pi$ rad (arba 180^o), tai 2.301 pav. yra parodyta atitinkamais taškais • transformatoriaus Tr atitinkamų apvijų $I_{B\,1,\,B\,2}$ išvaduose, kuriuose signalų fazės vienods.

2.301 pav., a, parodytoje pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio schemoje nėra panaudota *RC*– grandinė, kuri įprastai yra jungiama į blokinggeneratoriaus tranzistoriaus bazės grandinę, ja yra nustatoma pauzės trukmė $\Delta t_p \cong t_2 - t_1$ tarp impulsų, kurių trukmė $\Delta t_s \cong$ $\cong t_1 - t_o << \Delta t_p$ (2.302 pav.). Taigi, nagrinėjamoje schemoje generuojamų impulsų trukmė Δt_s priklauso nuo tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos „atidarytoje“ būsenoje laiko trukmės, o tai, savo ruožtu, priklauso nuo tranzistorių $T_{1,\,2}$ soties faktorių $K_{s\ e\ 1,\,2}$, o kartu ir nuo įtampos $U_{BE\ 1,\,2\ max}$ (2.848). Taip yra visuose blokinggeneratorių schemose. Nagrinėjamoje schemoje (2.301 pav., a) generuojamų signalų laiko trukmė Δt_p ir šių impulsų frontų trukmė $t_{r,\,f}$ priklauso nuo *RL*– grandinių laiko trukmės konstantos $\tau_{RL} = L/R$ (2.62). Nagrinėjamu atveju turime dvi *RL*– grandines – tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ grįžtamojo ryšio grandinės ir tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $K_{1,\,2}$ apkrovos grandines. Tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazių $B_{1,\,2}$ grįžtamojo ryšio grandinėse L yra transformatoriaus Tr grįžtamojo ryšio atitinkamų apvijų $I_{B\ 1,\,2}$ atitinkami induktyvumai $L_{B\,1,\,2}$, o R – šuose grįžtamojo ryšio grandinėse veikiančių varžų atstojamoji vertė $R^*_{B\,1,\,2}$, kuri yra parašoma taip:

$$R^*_{B\,1,\,2} = R_{BE\,1,\,2} + R^*_a + R^*_{KE} =$$

$$= R_{BE\,1,\,2} + (n_{B\,1,\,2\,(II\,1,\,2)})^2 \cdot R_a + (n_{B\,1,\,2\,(I\,1,\,2)})^2 \cdot R_{KE\,1,\,2}, \quad (2.849)$$

čia: $R_a = (n_{B\ 1,\ 2\ (II\ 1,\ 2)})^2 \cdot R_a$ (2.567) – įneštinė apkrovos R_a varža atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ grandinėse (2.240a); $R^*_{KE} = (n_{B\ 1,\ 2\ (I\ 1,\ 2)})^2 \cdot R_a$ – įneštinė kolektoriaus-emiterio varža $R_{KE\ 1,\,2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ grandinėse; $n_{B\ 1,\ 2\ (II\ 1,\ 2)} = n_{B\ 1,\ 2}/n_{II\ 1,\ 2}$ – grįžtamojo ryšio grandinių ir apkrovos R_a transformacijos koeficientai, ir čia $n_{B\ 1,\ 2}$ ir $n_{II\ 1,\ 2}$ – atitinkamų grįžtamojo ryšio apvijų $I_{B\ 1,\ 2}$ ir antrinių apvijų $II_{1,\ 2}$ atitinkami vijų skaičiai; $n_{B\ 1,\ 2\ (I\ 1,\ 2)} = n_{B\ 1,\ 2}/n_{I\ 1,\ 2}$ – grįžtamojo ryšio grandinių ir kolektoriaus-emiterio varžų $R_{KE\ 1,\ 2}$ atitinkami transformacijos koeficientai, ir čia $n_{B\ 1,\ 2}$ ir $n_{I\ 1,\ 2}$ – grįžtamojo ryšio apvijų $I_{B\ 1,\ 2}$ ir pirminių apvijų $I_{1,\ 2}$ atitinkami vijų skaičiai.

Taigi, iš (2.849) randame tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų bazių $B_{1,\,2}$ grįžtamojo ryšio *RL*– grandinių laiko trukmės konstantų atitinkamas vertes $\tau_{B\,1,\,2}$:

$$\tau_{B\,1,\,2} = L_{B\,1,\,2}/R^*_{B\,1,\,2} \cong$$

$$\cong L_{B\,1,\,2}/[R_{BE\,1,\,2} + (n_{B\,1,\,2\,(II)})^2 \cdot R_a + (n_{B\,1,\,2\,(I\,1,\,2)})^2 \cdot R_{KE\,1,\,2}], \quad (2.850)$$

čia: $R_{BE\,1,\,2}$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazės-emiterio varžos BE jungimo schemoje.

Analogiškai tranzistorių $T_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $K_{1,\,2}$ grandinėse esantys L yra transformatoriaus Tr pirminių apvijų $I_{I,\,2}$ atitinkami induktyvumai $L_{I\,1,\,I\,2}$, o R – šiose grandinėse veikiančių varžų atstojamoji vertė $R^*_{K\,1,\,2}$, kuri yra parašoma taip:

$$R^*_{K\,1,\,2} = R_{KE\,1,\,2} + R^{**}_a + R^*_{BE} =$$

$$= R_{KE\,1,\,2} + (n_{I\,1,\,2\,(II\,1,\,2)})^2 \cdot R_a + (n_{I\,1,\,2\,(I\,B\,1,\,2)})^2 \cdot R_{BE\,1,\,2}, \quad (2.851)$$

čia: $R^{**}_a = (n_{I\ 1,\ 2\ (II)})^2 \cdot R_a$ (2.567) – įneštinė apkrovos R_a varža kolektorių $K_{1,\,2}$ grandinėse (2.240a); $R^*_{BE} = (n_{I\ 1,\ 2\ (I\ B\ 1,\ 2)})^2 \cdot R_{BE\ 1,\ 2}$ – įneštinė bazių $B_{1,\,2}$ ir emiterių $E_{1,\,2}$ p–n sandūrų

varža $R_{\mathrm{BE}\,1,\,2}$ kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ grandinėse; $n_{\mathrm{I}\,1,\,2\,(\mathrm{II}\,1,\,2)} = n_{\mathrm{I}\,1,\,2}/n_{\mathrm{II}\,1,\,2}$ – kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ ir emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ grandinių ir apkrovos R_{a} transformacijos koeficientai, ir čia $n_{\mathrm{I}\,1,\,2}$, $n_{\mathrm{II}\,1,\,2}$ – atitinkamai pirminių apvijų $\mathrm{I}_{1,\,2}$ ir antrinių apvijų $\mathrm{II}_{1,\,2}$ vijų skaičius; $n_{\mathrm{I}\,1,\,2\,(\mathrm{I\,B}\,1,\,2)} = n_{\mathrm{I}\,1,\,2}/n_{\mathrm{I\,B}\,1,\,2}$ – kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ ir emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ grandinių ir grįžtamojo ryšio grandinių transformacijos koeficientai, ir čia $n_{\mathrm{I}\,1,\,2}$, $n_{\mathrm{I\,B}\,1,\,2}$ – atitinkamai pirminių apvijų $\mathrm{I}_{1,\,2}$ ir grįžtamojo ryšio apvijų $\mathrm{I}_{\mathrm{B}\,1,\,2}$ vijų skaičius.

Taigi, iš (2.851) randame tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamų kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ *RL*– grandinių laiko trukmės konstantų $\tau_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ atitinkamų verčių išraiškas:

$$\tau_{\mathrm{K}\,1,\,2} = L_{\mathrm{I}\,1,\,\mathrm{I}\,2}/R^{**}_{\mathrm{K}\,1,\,2} \cong$$

$$\cong L_{\mathrm{I}\,1,\,\mathrm{I}\,2}/[R_{\mathrm{KE}\,1,\,2} + (n_{\mathrm{I}\,1,\,2\,(\mathrm{II}\,1,\,2)})^2 \cdot R_{\mathrm{a}} + (n_{\mathrm{I}\,1,\,2\,(\mathrm{I\,B}\,1,\,2)})^2 \cdot R_{\mathrm{BE}\,1,\,2}], \quad (2.852)$$

čia: $R_{\mathrm{KE}\,1,\,2}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ ir emiterių $\mathrm{E}_{1,2}$ varža BE jungimo schemoje.

Generuojamų impulsų $\Delta\, t_{\mathrm{s}}$ frontų trukmės $t_{\mathrm{r,\,f}}$ yra formuojamos tranzistoriams $\mathrm{T}_{1,\,2}$ persijungiant iš atkirtos į soties veiką, ir atvirkščiai, ir tai vyksta esant santykinai mažai $\tau_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ vertei, nes varžų $R_{\mathrm{KE}\,1,\,2}$ vidutinės vertės $\overline{R}_{\mathrm{KE}\,1,\,2}$ yra santykinai didelės – kΩ eilės. Generuojamų signalų pauzės Δt_{p} vertė tarp impulsų $\Delta\, t_{\mathrm{s}}$ iš esmės yra lemiama laiko trukmės konstantų $\tau_{\mathrm{B}\,1,\,2}$ verčių, kurios yra didesnės už $\tau_{\mathrm{K}\,1,\,2} < \tau_{\mathrm{B}\,1,\,2}$, nes $R_{\mathrm{BE}\,1,\,2} < R_{\mathrm{KE}\,1,\,2}$. Čia pasakysime, kad laiko trukmių Δt_{s} ir Δt_{p} tikslūs skaičiavimai bendru atveju yra gana komplikuotas uždavinys, nes nagrinėjamo įtaiso *RL*– gandinės yra netiesinės. Tačiau generuojamo signalo laiko trukmių Δt_{s} ir Δt_{p} vertes galima įvertinti tokio pavidalo apytikslėmis išraiškomis:

$$\Delta t_{\mathrm{p}} \cong 2{,}3 \cdot \overline{\tau}_{\mathrm{B}\,1,\,2}, \quad (2.853)$$

čia: $\overline{\tau}_{\mathrm{B}\,1,\,2}$ – vidutinė vertė, kuri yra randama iš (2.850) per vidutines vertes $\overline{R}_{\mathrm{BE}\,1,\,2}$ ir $\overline{R}_{\mathrm{KE}\,1,\,2}$;

$$\Delta t_{\mathrm{s}} \cong \tau_{\mathrm{ef\,B\,s}} \cdot \ln[(K_{\mathrm{s\,e}} + K_{\mathrm{f\,e}})/(1 + K_{\mathrm{f\,e}})], \quad (2.854)$$

čia: $K_{\mathrm{s\,e}}$ ir $K_{\mathrm{f\,e}}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamai įjungimo į soties veiką ir išjungimo į atkirtos veiką koeficientai, kurių vertės yra išreiškiamos taip:

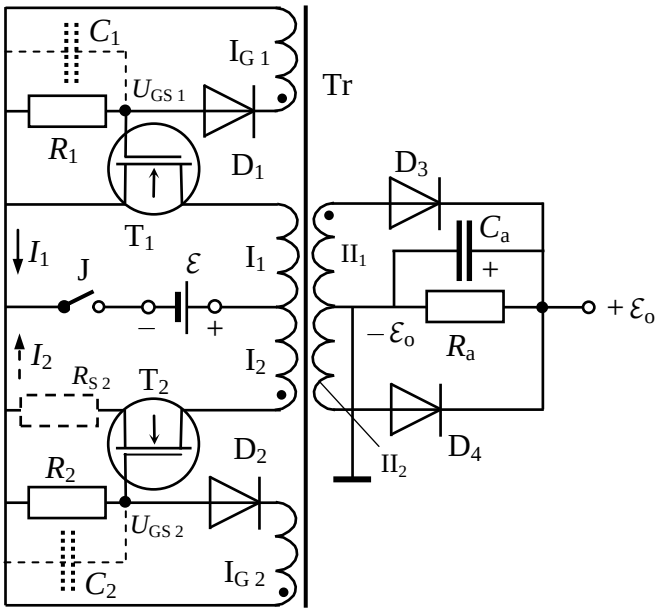
$$K_{\mathrm{f\,e}} = \beta_{\mathrm{o}} \cdot I_{\mathrm{B\,f}}/I_{\mathrm{K\,s}}, \qquad K_{\mathrm{s\,e}} = \beta_{\mathrm{o}} \cdot I_{\mathrm{B\,s}}/I_{\mathrm{K\,s}} \geq 1, \quad (2.855)$$

čia: $\tau_{\mathrm{ef\,B\,s}}$ – šalutinių krūvininkų atitinkama gyvavimo trukmė tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ bazėse soties veikoje, ir dažniausiai $\tau_{\mathrm{ef\,B\,s}} < \tau_{\mathrm{ef\,B}}$ – šalutinių krūvininkų atitinkama gyvavimo trukmė tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ bazėse normalioje veikoje; $I_{\mathrm{B\,s}}$ ir $I_{\mathrm{B\,f}}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkama bazės srovės vertė soties veikoje įjungimo metu ir atkirtos veikoje išjungimo metu; $I_{\mathrm{K\,s}}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektoriaus srovė soties metu, kai tranzistorius $\mathrm{T}_{1,\,2}$ yra visiškai „atidarytas“ – $U_{\mathrm{KE}\,1,\,2} \cong 0$.

Kai 2.301 pav., a, parodyto pastoviosios įtampos elektroninio keitiklio jungiklis J yra įjungiamas, transformatoriaus Tr pirminės apvijos I atitinkamose grandinėse nusistovi virpesiai, kurie antrinės apvijos II atitinkamose grandinėse atitinkamu dvipusiu diodiniu $\mathrm{D}_{1,\,2}$ lygintuvu yra išlyginami, ir todėl apkrovoje R_{a} turime pastoviąją įtampą $\mathcal{E}_{\mathrm{o}}$, kurios vertė dažniausiai yra parenkama iš sąlygos: $\mathcal{E}_{\mathrm{o}} > \mathcal{E}$. Čia reikia pasakyti, kad 2.301 pav., a, parodytas įrenginys turi esminį trūkumą – ne visada veikia, ir tai priklauso nuo panaudotų tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ elektrinių parametrų, o būtent dėl per mažos koeficiento β_{o} vertės labai mažų srovių $I_{\mathrm{K}} \cong I_{\mathrm{s\,K\,e}}$ (pirmoji d.– (1.143)) diapazone. Ši problema yra lengvai panaikinama įjungus papildomą rezistorių R_1 tarp pirminių apvijų $\mathrm{I}_{1,\,2}$ vidurio mazgo ir vieno iš tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$, pavyzdžiui, T_1 bazės B_1 taip, kaip tai yra parodyta 2.301 pav., b. Šiuo atveju, įjungus jungiklį J, tranzistoriaus T_1 bazės B_1 srovė $i_{\mathrm{B}\,1}(t) > 0$ iš karto pradeda didėti, ir tai lemia automatinį blokiggeneratorių paleidimą, kad ir kokia būtų koeficiento β_{o} vertė labai mažų srovių $I_{\mathrm{K}} \cong I_{\mathrm{s\,K\,e}}$ diapazone. Kitas 2.301 pav., a, parodyto įrenginio trūkumas yra tai, kad generuojamų virpesių dažnis ω_{gen} priklauso nuo panaudotų tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ elektrinių parametrų, o būtent nuo jų bazės sričių varžos R_{b}, nes nuo jos vertės priklauso tranzistoriaus $\mathrm{T}_{1,\,2}$ įsotinimo gylis, nusakomas koeficientu $K_{\mathrm{s\,e}}$ (2.855), kuris, savo ruožtu, priklauso nuo

bazės srovės $I_{\mathrm{B\ s}} \cong U_{\mathrm{BE\ max}}/R_{\mathrm{B}}$ (2.848), o ši, savo ruožtu, lemia trukmę Δt_{s} (2.854). Ši problema taip pat yra lengvai išsprendžiama įjungus papildomą rezistorių R^*_{B} taip, kaip tai yra parodyta 2.301 pav., b. Šiuo atveju $I_{\mathrm{B\ s}} \cong U_{\mathrm{BE\ max}}/R^*_{\mathrm{B}} \cong$ const ir nepriklauso nuo $R_{\mathrm{b}} << R^*_{\mathrm{B}}$. Čia taip pat atsiranda galimybė reguliuoti generuojamų virpesių dažnį ω_{gen} – parenkant R^*_{B} vertę. Kita vertus, rezistoriaus R^*_{B} varža turi įtakos tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ persijungimo spartai ((2.850), (2.853)), todėl prireikus tai galima panaikinti papildomai įjungus šį rezistorių šuntuojantį kondensatorių C_{B} taip, kaip tai yra parodyta 2.301 pav., b.

Akivaizdu, kad pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio schemoje galima panaudoti ir lauko tranzistorius $\mathrm{T}_{1,\,2}$, pavyzdžiui, taip, kaip tai parodyta 2.303 pav.



2.303 pav. Viena paprasčiausių pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio principinė schema su įterptojo n– kanalo MOP tranzistoriais $\mathrm{T}_{1,\,2}$

Iš 2.303 pav. matome: į įterpto n– kanalo MOP tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ atitinkamų užtūrų $\mathrm{G}_{1,\,2}$ grandines yra įjungti atitinkami diodai $\mathrm{D}_{1,\,2}$, kurių pamatinė paskirtis yra užtikrinti to paties poliškumo valdančiosios įtampos $U_{\mathrm{GS\ 1,\,2}}$ ženklą, o būtent įterpto n– kanalo MOP lauko tranzistoriaus atveju šis ženklas turi būti neigiamas – $U_{\mathrm{GS\ 1,\,2}} \le 0$.

Taigi, 2.303 pav. parodyta schema veikia taip.

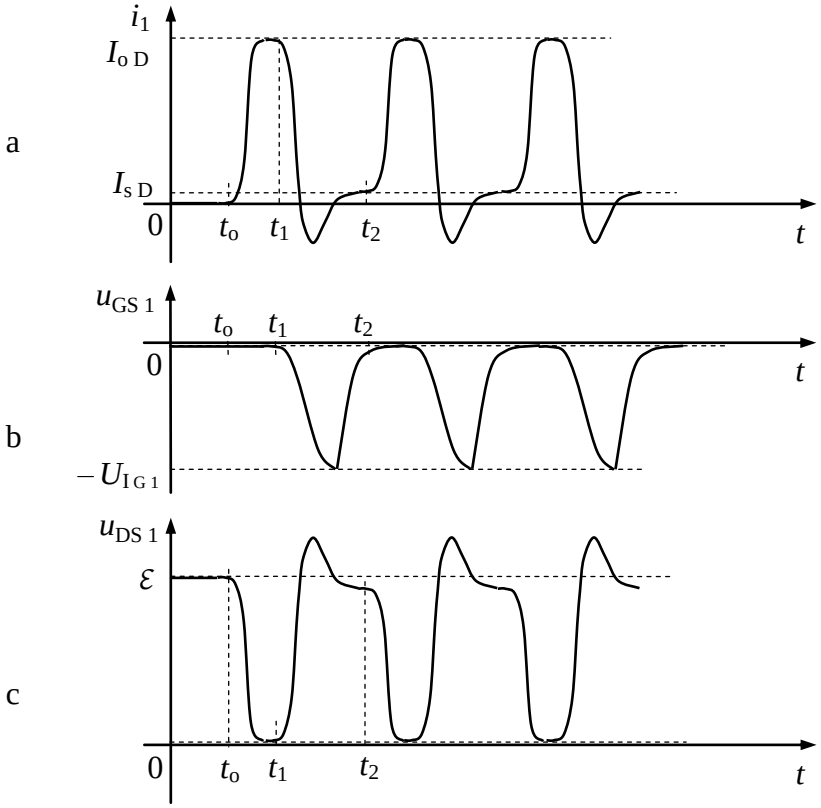
Jungikliu J įjungus pirminį įtampos šaltinį $\mathcal{E}$, pradiniu laiko momentu t_{o} tranzistoriai $\mathrm{T}_{1,\,2}$ yra normaliai „atidaryti“, ir todėl santakos-ištakos grandinėje tekanti srovė $I_{1,\,2} > 0$, ir toliau laike $t_{\mathrm{o}} > 0$ didėja. Vykstant šiam procesui, santakos $\mathrm{D}_{1,\,2}$ atitinkamos apkrovos apvijoje $\mathrm{I}_{1,\,2}$ yra žadinamas indukcinis magnetinis srautas $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}}$ (2.526), kuris per transformatoriaus Tr magnetinę šerdį grįžtamojo ryšio apvijose $\mathrm{I}_{\mathrm{G\ 1,\,2}}$ žadina atitinkamas įtampas $U_{\mathrm{I\,G\ 1,\,2}}$. Apvijų $\mathrm{I}_{1,\,2}$ ir $\mathrm{I}_{\mathrm{G\ 1,\,2}}$ jungimo poliškumai yra parinkti taip, kad tranzistoriaus $\mathrm{T}_{1,\,2}$ santakos $\mathrm{D}_{1,\,2}$ ir užtūros $\mathrm{G}_{1,\,2}$ atitinkamų įtampų $U_{\mathrm{DS\ 1,\,2}}$ ir $U_{\mathrm{GS\ 1,\,2}}$ fazės $\varphi_{\mathrm{D\ 1,\,2}}$ ir $\varphi_{\mathrm{G\ 1,\,2}}$ būtų priešingos: $\Delta\varphi = \varphi_{\mathrm{D\ 1,\,2}} - \varphi_{\mathrm{D\ 1,\,2}} = \pm\,\pi$ rad $\equiv \pm\,180^{\mathrm{o}}$, tai 2.303 pav. yra parodyta atitinkamais taškais • transformatoriaus Tr apvijų išvaduose, kuriuose signalų fazės vienodos, ir todėl šiuo atveju turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį. Tegu pradiniu laiko momentu t_{o} dėl įtampos $U_{\mathrm{I\,G\ 1}}$ poveikio diodas D_1 yra „uždarytas“. Todėl įtampa $U_{\mathrm{GS\ 1}} \cong 0$ ir dėl šios atidarančios įtampos tranzistorius T_1 yra palaikomas „atidarytos“ būsenos. Todėl laike $t > t_{\mathrm{o}}$ didėjanti srovė $I_1 > 0$ pasiekia maksimalią vertę $I_{1\,\mathrm{max}}$:

$$I_{1\,\mathrm{max}} \cong \mathcal{E}/R_{\mathrm{DS\ min}}, \tag{2.856}$$

čia: $R_{\mathrm{DS\ min}}$ – „atidaryto“ tranzistoriaus $\mathrm{T}_{1,\,2}$ varža tarp jo santakos $\mathrm{D}_{1,\,2}$ ir ištakos $\mathrm{S}_{1,\,2}$.

Tranzistoriaus T_2 užtūros G_2 ir ištakos S_2 grandinėje dėl grįžtamojo ryšio įtampos

$U_{\mathrm{I\,G\,2}}$ poveikio diodas $\mathrm{D_2}$ yra „atidarytas“ ir todėl įtampa $U_{\mathrm{GS\,2}} \cong U_{\mathrm{I\,G\,2}}/R_2 < 0$, ir dėl šios uždarančios įtampos tranzistorius $\mathrm{T_2}$ yra „uždaromas“, o jo srovė $I_2 \Rightarrow 0$. Pasibaigus prieinamajam procesui įtampa $U_{\mathrm{I\,G\,2}} \Rightarrow 0$ ir kartu $U_{\mathrm{GS\,2}} \Rightarrow 0$. Todėl laiko momentu $t_1 > t_\mathrm{o}$ tranzistorius $\mathrm{T_2}$ pradeda „atsidaryti“ ir todėl didėjanti srovė $I_2 > 0$ pasiekia maksimalią vertę $I_{2\,\max}$ (2.856). Vykstant šiam procesui tranzistoriaus $\mathrm{T_1}$ užtūros $\mathrm{G_1}$ ir ištakos $\mathrm{S_1}$ grandinėje dėl grįžtamojo ryšio įtampos $U_{\mathrm{I\,G\,1}}$ poveikio diodas $\mathrm{D_1}$ yra „atidarytas“ ir todėl įtampa $U_{\mathrm{GS\,1}} \cong U_{\mathrm{I\,G\,1}}/R_1 < 0$, o dėl šios uždarančios įtampos tranzistorius $\mathrm{T_1}$ yra „uždaromas“ ir jo srovė $I_1 \Rightarrow 0$. Pasibaigus prieinamajam procesui įtampa $U_{\mathrm{I\,G\,1}} \Rightarrow 0$ ir kartu $U_{\mathrm{GS\,1}} \Rightarrow 0$, todėl laiko momentu $t_2 > t_1$ tranzistorius $\mathrm{T_1}$ pradeda „atsidaryti“. Toliau procesai kartojasi – transformatoriaus Tr pirminių apvijų $\mathrm{I_{1,\,2}}$ grandinėse nusistovi virpesiai, kurie antrinių apvijų $\mathrm{II_{1,\,2}}$ grandinėse atitinkamų dvipusių diodinių $\mathrm{D_{3,\,4}}$ lygintuvų yra išlyginami. Todėl apkrovoje R_a turime pastoviąją įtampą $\mathcal{E}_\mathrm{o} > \mathcal{E}$. Čia aprašyti pereinamieji procesai yra parodyti 2.304 pav. – jame yra pateiktos tranzistoriaus $\mathrm{T_1}$ srovės I_1, įtampų $U_{\mathrm{GS\,1}}$ ir $U_{\mathrm{DS\,1}}$ atitinkamos laiko t diagramos $i_1(t)$, $u_{\mathrm{GS\,1}}(t)$ ir $u_{\mathrm{DS\,1}}(t)$.



2.304 pav. Blokinggeneratoriuje su lauko tranzistoriais $\mathrm{T_{1,\,2}}$ (2.303 pav.) veikiančio lauko tranzistoriaus $\mathrm{T_1}$ srovės I_1, įtampų $U_{\mathrm{GS\,1}}$ ir $U_{\mathrm{DS\,1}}$ atitinkamos laiko t diagramos $i_1(t)$ (a), $u_{\mathrm{GS\,1}}(t)$ (b) ir $u_{\mathrm{DS\,1}}(t)$ (c),

Iš 2.304 pav. matome: lauko tranzistorius $\mathrm{T_1}$, taip pat $\mathrm{T_2}$, „įjungtos“ – „atidarytos“ būsenos išlieka santykinai trumpą laiką $\Delta t^*_\mathrm{s} \cong t_1 - t_\mathrm{o} < \Delta t_\mathrm{s}$ (2.854), nes lauko tranzistoriuose $\mathrm{T_{1,\,2}}$ nėra įsotinimo efekto. Pauzių trukmė $\Delta t^* \cong t_2 - t_1$, kuri atitinka tranzistoriaus $\mathrm{T_1}$ „uždarytą“ būseną, priklauso nuo pereinamųjų procesų užtūros $\mathrm{G_{1,\,2}}$ ir ištakos $\mathrm{S_{1,\,2}}$ grandinėje trukmės, kurie vyksta su laiko trukmės konstanta $\tau_{\mathrm{G\,1,\,2}}$:

$$\tau_{\mathrm{G\,1,\,2}} \cong R_{1,\,2} \cdot (C_{\mathrm{GS\,1,\,2}} + C_{1,\,2}), \tag{2.857}$$

čia: $C_{\mathrm{GS\,1,\,2}}$ – tranzistorių $\mathrm{T_{1,\,2}}$ atitinkama užtūros-ištakos talpa; $C_{1,\,2}$ – rezistorius $R_{1,\,2}$ šuntuojančių kondensatorių talpos (2.303 pav.).

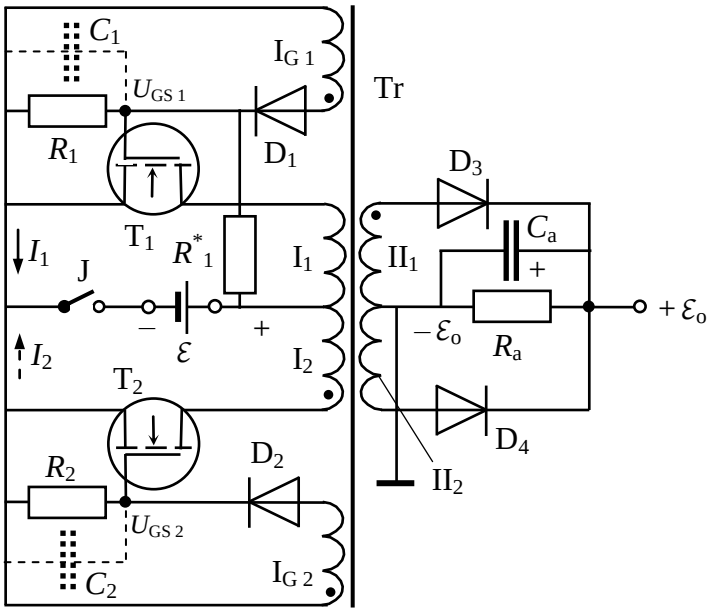
Laiko trukmės konstantos $\tau_{\mathrm{G\,1,\,2}}$ lemia generuojamų impulsų pauzių trukmes Δt^*:

$$\Delta t^* \cong 4{,}5 \cdot \tau_{\mathrm{G\,1,\,2}}, \tag{2.858}$$

čia yra įskaityti talpos $C^*_{\text{G }1,\,2} \cong C_{\text{GS }1,\,2} + C_{1,\,2}$ įkrovimo ir iškrovimo pereinamieji procesai (2.304 pav., b).

Reikia pasakyti, kad 2.303 pav. parodyta schema patikimai susižadina tik tuo atveju, kai lauko tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ elektriniai parametrai nėra vienodi, pavyzdžiui, tranzistoriaus T_1 santakos D_1 srovė $I_{\text{D }1} \equiv I_1$ laike $t > 0$ didėja sparčiau už tranzistoriaus T_2 santakos D_2 srovę $I_{\text{D }2} \equiv I_2$. Ši problema gali būti išsprendžiama sudarant neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, pavyzdžiui, tranzistoriaus T_2 ištakos S_2 grandinėje įjungus rezistorių $R_{\text{S }2}$, tai 2.303 pav. yra parodyta brūkšninėmis linijomis.

Akivaizdu, kad blokinggeneratoriuje galima panaudoti ir uždarytojo kanalo lauko tranzistorius. Tik šiuo atveju yra būtina sudaryti sąlygą, kuriai esant, pirminio pastoviosios įtampos šaltinio $\mathcal{E}$ įjungimo momentu vienas iš tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ (2.303 pav.), pavyzdžiui, T_1, būtų priverstinai „atidaromas“, pavyzdžiu, taip, kaip tai yra parodyta 2.305 pav.



2.305 pav. Viena paprasčiausių pastoviosios įtampos $\mathcal{E}$ elektroninio keitiklio principinė schema su indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriais $\text{T}_{1,\,2}$

Palyginę 2.305 pav. ir 2.303 pav. parodytas schemas, matome, kad 2.305 pav. parodytoje schemoje diodai $\text{D}_{1,\,2}$ yra įjungti priešinga kryptimi. Taip pat toje schemoje yra papildomai įjungtas rezistorius R^*_1, kurio paskirtis yra „atidaryti“ tranzistorių T_1 pradiniu laiko momentu t_o, kai jungikliu J yra įjungiamas pirminis šaltinis $\mathcal{E}$.

Taigi, 2.305 pav. parodyta schema veikia taip.

Jungikliu J įjungus pirminį įtampos šaltinį $\mathcal{E}$, pradiniu laiko momentu t_o tranzistoriai $\text{T}_{1,\,2}$ yra normaliai „uždaryti“, todėl atitinkamose santakos-ištakos grandinėse srovė $I_{1,\,2} \cong 0$. Nagrinėjamai schemai sužadinti yra būtina vieną iš tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$, pavyzdžiui, tranzistorių T_1, „pradaryti“ paveikus jo užtūrą G_1 teigiamo poliškumo įtampa $U_{\text{GS }1} > 0$. Tai yra pasiekiama į schemą įjungtu rezistoriumi R^*_1. Tranzistoriui T_1 „atsidarant“, juo tekanti santakos-ištakos srovė $I_1 > 0$ ir toliau laike $t > t_\text{o}$ didėja, todėl santakos D_1 apkrovos apvijoje I_1 yra žadinamas indukcinis magnetinis srautas $\boldsymbol{\Phi}_{\text{m }1}$ (2.526), kuris per transformatoriaus Tr magnetinę šerdį grįžtamojo ryšio apvijose $\text{I}_{\text{G }1}$ žadina atitinkamą įtampą $U_{\text{I G }1}$. Apvijų $\text{I}_{1,\,2}$ ir $\text{I}_{\text{G }1,\,2}$ jungimo poliškumai yra parinkti taip, kad tranzistorių $\text{T}_{1,\,2}$ santakų $\text{D}_{1,\,2}$ ir užtūrų $\text{G}_{1,\,2}$ atitinkamų įtampų $U_{\text{DS }1,\,2}$ ir $U_{\text{GS }1,\,2}$ fazės $\varphi_{\text{DS }1,\,2}$ ir $\varphi_{\text{DS }1,\,2}$ būtų priešingos: $\varphi_{\text{DS }1,\,2} - \varphi_{\text{DS }1,\,2} = \pm\pi$ rad $\equiv \pm 180^\text{o}$, tai 2.305 pav. yra parodyta atitinkamais taškais • transformatoriaus Tr apvijų išvaduose, kuriuose signalų fazės yra vienodos. Todėl šiuo atveju turime teigiamąjį grįžtamąjį ryšį. Taigi, pradiniu laiko momentu t_o dėl įtampos $U_{\text{I G }1}$ poveikio diodas D_1 yra „atidarytas“ ir todėl įtampa $U_{\text{GS }1} > 0$, o dėl šios atidarančios įtampos tranzistorius T_1 yra palaikomas „atidarytas“. Todėl didėjanti srovė $I_1 > 0$ pasiekia maksimalią vertę $I_{1\,\text{max}}$ (2.856).

Tranzistoriaus T_2 užtūros G_2 grandinėje dėl grįžtamojo ryšio įtampos $U_{I\,G\,2}$ poveikio diodas D_2 yra „uždarytas“ ir todėl įtampa $U_{GS\,2} \cong 0$, o dėl šios uždarančios įtampos poveikio tranzistorius T_2 yra palaikomas „uždarytas“ ir todėl srovė $I_2 \cong 0$. Pasibaigus prieinamajam procesui, įtampa $U_{I\,G\,2} \Rightarrow 0$ ir kartu $U_{GS\,2} \Rightarrow 0$, todėl laiko momentu $t_1 > t_o$ įtampa $U_{GS\,1} > 0$ ir išlikdama teigiamo poliškumo pradeda mažėti dėl talpos $C^*_{G\,1} \cong C_{GS\,1} + C_1$ išsikrovimo per rezistorių R_1. Šio pereinamojo proceso metu tranzistorius T_1 pradeda „užsidaryti“ ir todėl srovė $I_{1\,max}$ pradeda mažėti artėdama į nulį. Vykstant šiam procesui dėl tranzistoriaus T_1 užtūros G_1 grandinėje grįžtamojo ryšio įtampos $U_{I\,G\,1}$ poveikio diodas D_1 yra „uždarytas“, todėl įtampa $u_{GS\,1}(t)$ yra lemiama tik talpos $C^*_{G\,1}$ perelektrinimo proceso, ir todėl dėl šios uždarančios įtampos poveikio tranzistorius T_1 yra sparčiai „uždaromas“ – juo tekanti srovė $I_1 \Rightarrow 0$. Dėl tranzistoriaus T_2 užtūros G_2 grandinėje grįžtamojo ryšio įtampos $U_{I\,G\,2}$ poveikio diodas D_2 yra „atidarytas“ ir todėl įtampa $U_{GS\,2} > 0$, o dėl šios atidarančios įtampos poveikio tranzistorius T_2 yra sparčiai „atidaromas“ – juo tekanti srovė $I_2 \Rightarrow I_{2\,max}$ (2.856). Pasibaigus prieinamajam procesui, įtampa $U_{I\,G\,1} \Rightarrow 0$ ir kartu $U_{GS\,1} \Rightarrow 0$, todėl laiko momentu $t_2 > t_1$ tranzistorius T_2 pradeda „užsidaryti“, nes įtampa $U_{GS\,2} > 0$ ir išlikdama teigiamo poliškumo pradeda mažėti dėl talpos $C^*_{G\,2} \cong C_{GS\,2} + C_2$ išsikrovimo per rezistorių R_2. Toliau procesai kartojasi – transformatoriaus Tr pirminių apvijų $I_{1,\,2}$ grandinėse nusistovi virpesiai, kurie antrinių apvijų $II_{1,\,2}$ atitinkamose grandinėse dvipusiais diodiniais $D_{3,\,4}$ lygintuvais yra išlyginami, ir todėl apkrovoje R_a turime pastoviąją įtampą $\mathcal{E}_o > \mathcal{E}$. Čia aprašyti pereinamieji procesai yra parodyti 2.304 pav. Jame yra pateiktos tranzistoriaus T_1 srovės I_1, įtampų $U_{GS\,1}$ ir $U_{DS\,1}$ laiko t atitinkamos diagramos $i_1(t)$, $u_{GS\,1}(t)$ ir $u_{DS\,1}(t)$. Taip pat būtina pasakyti, kad aprašyti pereinamieji procesai 2.305 pav. parodytoje schemoje vyksta tik tuo atveju, kai yra tenkinamos sąlygos:

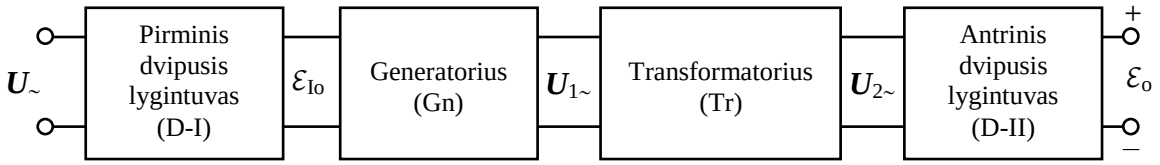
$$\left.\begin{aligned} &\tau_{G\,1} \cong R_1 \cdot (C_{GS\,1} + C_1) << \tau^*_{G\,1} \cong R^*_1 \cdot (C_{GS\,1} + C_1) \Rightarrow R^*_1 >> R_1, \\ &\mathcal{E} \cdot R_1 / (R_1 + R^*_1) \cong U_{s\,1}, \end{aligned}\right\} \quad (2.859)$$

čia: $U_{s\,1}$ – lauko tranzistoriaus T_1 slenkstinė užtūros G_1 įtampa.

Reikia pasakyti, kad rezistoriaus R^*_1 įtaką schemos, parodytos 2.305 pav., nusistovėjusiai veikai galima gerokai sumažinti, nuosekliai šiam rezistoriui yra įjungus papildomą induktyvumo elementą – droselį L.

2.7.1.2. Pastoviosios įtampos elektroniniai šaltiniai

Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroniniai šaltiniai neturi pradinio, dažniausiai galvaninio, pastoviosios įtampos šaltinio $\mathcal{E}$. Šiuo atveju pirminis įtampos šaltinis yra kintamoji elektros tinklo įtampa $\boldsymbol{U}_{\sim}$, kurios efektyvioji vertė U_{ef} ir dažnis f yra skirtingi įvairiose šalyse: 110 V ir 60 Hz JAV, 220/230 V ir 50 Hz Europoje. Pastoviosios įtampos elektroninio šaltinio struktūrinė schema yra parodyta 2.306 pav.

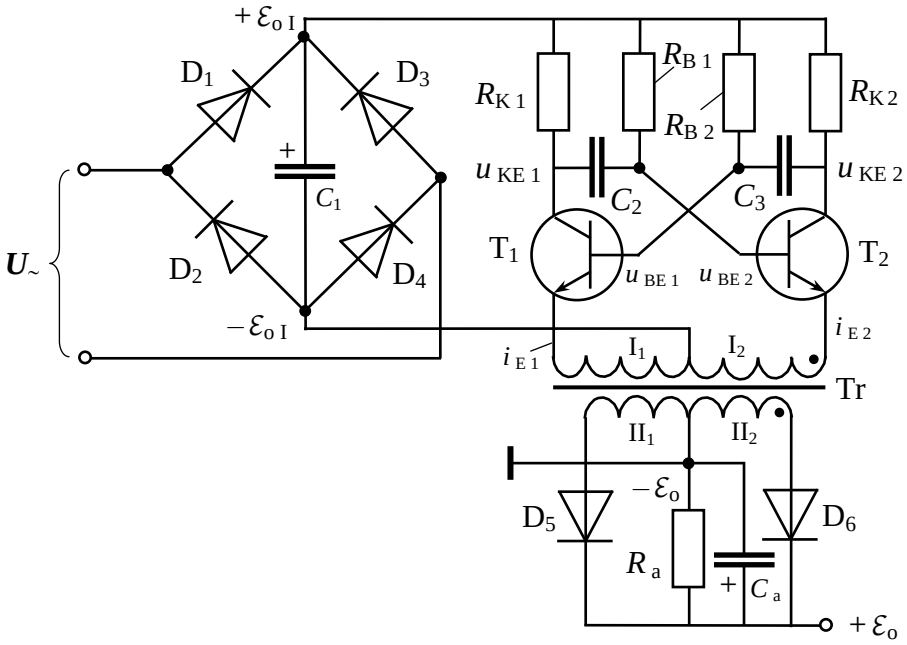


2.306 pav. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio struktūrinė schema

Iš 2.306 pav. matome: pirminė pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{I\,o}$ yra gaunama išlyginant kintamąją tinklo įtampą $\boldsymbol{U}_{\sim}$ pirminiu dvipusiu lygintuvu D-I, o gauta pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{I\,o}$ generatoriumi Gn yra keičiama į kintamąją įtampą $\boldsymbol{U}_{1\sim}$, kurios dažnis f_{Gn}, o ši, savo ruožtu,

transformatoriumi Tr yra keičiama į to paties dažnio f_{Gn} kintamąją įtampą $\boldsymbol{U}_{2\sim}$, kuri, savo ruožtu, antriniu dvipusiu lygintuvu D-II yra išlyginama ir proceso pabaigoje gauname pastoviąją maitinimo įtampą $\mathcal{E}_o$. Akivaizdu, kad $\mathcal{E}_o$ vertė ir poliškumas parenkami laisvai.

Pirminis dvipusis lygintuvas D-I įprastai yra padarytas su keturiais puslaidininkiniais lyginančiaisiais diodais $D_{1–4}$, sujungtais tiltelio schema (pirmoji d.– 1.30 pav., b). Čia yra svarbu parinkti lyginančiuosius diodus $D_{1–4}$, turinčius didžiausią atgalinės įtampos vertę $U_{AK\ max} \geq 1{,}2\cdot|\boldsymbol{U}_\sim| = 1{,}2\cdot\sqrt{2}\cdot U_{ef}$. Pirminiu dvipusiu lygintuvu D-I išlyginta pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{I\ o} \cong \sqrt{2}\cdot U_{ef}$ yra generatoriaus Gn maitinimo įtampa, ir akivaizdu, kad šio generatoriaus schema gali būti realizuojama įvairiai, pavyzdžiui, blokinggeneratoriaus principu (2.301 pav., 2.303 pav., 2.305 pav.). Generatoriaus Gn schema taip pat gali būti realizuojama *tranzistorinio multivibratoriaus* schemos principu, tai yra parodyta 2.307 pav.



2.307 pav. Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio principinė schema su tranzistoriniu multivibratoriumi T_1-T_2 – relaksaciniu generatoriumi

Iš 2.307 pav. matome: generatoriaus Gn schema yra realizuota su dviem dvipoliais tranzistoriais T_1 ir T_2, įjungtais į BE schemas, kurios savo ruožtu yra sujungtos dviem teigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais – kondensatoriai C_2 ir C_3, o tai sudaro tipinę tranzistorinio multivibratoriaus schemą. Esminis skirtumas yra tai, kad nagrinėjamoje schemoje multivibratoriaus apkrova yra transformatoriaus Tr pirminės apvijos $I_{1,\,2}$, kurios yra įjungtos į atitinkamų tranzistorių $T_{1,\,2}$ emiterių $E_{1,\,2}$ grandines.

Taigi, 2.307 pav. parodyta schema veikia taip.

Įjungus elektros tinklo įtampą $\boldsymbol{U}_\sim$, pirminio dvipusio lygintuvo D-I išlyginta pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{o\ I}$ laiko momentu t_o patenka į multivibratorių T_1-T_2 ir sudaro jo maitinimo įtampą. Akivaizdu, kad pradiniu momentu t_o abu tranzistoriai $T_{1,\,2}$ yra „uždaryti“ ir kondensatoriuose $C_{1,\,2}$ atitinkamos momentinės įtampos $u_{C\ 1,\ C\ 2}(t_o) = 0$. Tarkime, kad tranzistorinio multivibratoriaus T_1-T_2 schemos atitinkamų elementų parametrai yra absoliučiai vienodi: $R_{K\ 1} = R_{K\ 2} \equiv R_K$, $R_{B\ 1} = R_{B\ 2} \equiv R_B$, $C_2 = C_3 \equiv C$ ir $T_1 \leftrightarrow T_2 \equiv T$. Todėl santykinai spartaus pereinamojo proceso pabaigoje abu tranzistoriai $T_{1,\,2}$ „atsidaro“ dėl rezistoriais $R_{B\ 1,\,2}$ tekančių vienodų bazės srovių $I_{B\ 1,\,2} \equiv I_B \cong \mathcal{E}_{o\ I}/(R_B + R_{BE})$, čia $R_{BE} \equiv R_{BE\ 1,\,2}$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazės-emiterio varža. Priklausomai nuo srovės $I_{B\ 1,\,2}$ vertės, tranzistorių $T_{1,\,2}$ veikos taškas $\{I_{K\ 1,\,2\ o}, U_{KE\ 1,\,2\ o}\}$ apkrovos $R_{K\ 1,\,2}$ tiesėje yra parenkamas soties srityje – veikos taške s, sudarant nestiprų įsotinimą – $K_{s\ e} \cong 1–1{,}5$ (2.855), nes, esant stipriam įsotinimui, kai $K_{s\ e} > 1{,}5$, generacijos nebus dėl tranzistorių $T_{1,\,2}$ stiprinimo savybių praradimo – $\beta_{o\ 1,\,2} \approx 1$. Šio pereinamojo proceso metu įtampos $u_{C\,1,\,C\,2}(t_o) = U_{BE\ 1,\,2}$ – tranzistorių $T_{1,\,2}$ bazės-emiterio p–n

sandūrų įtampa, kai jos yra veikiamos tiesiogine kryptimi ir yra „atidarytos“ būsenos (Si atveju $U_{\mathrm{BE}\,1,\,2} \cong 0{,}5$ V), o nestipriai įsotintų Si tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektorių-emiterių įtampos $U_{\mathrm{KE}\,1,\,2\,\mathrm{s}} \cong 0{,}3$ V. Čia pasakysime, kad „atsidarant“ tranzistoriams $\mathrm{T}_{1,\,2}$, jų emiterių $\mathrm{E}_{1,\,2}$ didėjančios srovės $i_{\mathrm{E}\,1,\,2}(t)$ teka transformatoriaus Tr atitinkamomis pirminėmis apvijomis $\mathrm{I}_{1,\,2}$ ir žadina vienodų verčių atitinkamus indukcinius magnetinius srautus $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}\,1,\,2}$ (2.526), kurių kryptys šiuo atveju yra priešingos, ir todėl jų suma transformatoriaus Tr šerdyje lygi nuliui – $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}\,1} + \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{m}\,2} \cong 0$. Todėl transformatoriaus Tr antrinėse apvijose $\mathrm{II}_{1,\,2}$ nėra žadinama *evj*, ir todėl antrinio dvipusio lygintuvo D-II išėjime pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{\mathrm{o}} = 0$. Tačiau dėl šiluminių fliuktuacinių reiškinių tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ bazių $\mathrm{B}_{1,\,2}$ srovės $I_{\mathrm{B}\,1,\,2}$ gali padidėti $+\Delta I_{\mathrm{B}}$ arba sumažėti $-\Delta I_{\mathrm{B}}$ ir, esant pakankamam tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ stiprinimui, kai $\beta_{\mathrm{o}\,1,\,2} \geq 10$, šie srovių $I_{\mathrm{B}\,1,\,2}$ pokyčiai $\pm\Delta I_{\mathrm{B}}$ sukelia atitinkamą tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektorių $\mathrm{K}_{1,\,2}$ srovių $I_{\mathrm{K}\,1,\,2}$ padidėjimą $+\Delta I_{\mathrm{K}}$ arba sumažėjimą $-\Delta I_{\mathrm{K}}$ atitinkamai $\beta_{\mathrm{o}\,1,\,2}$ kartų. Tarkime, kad dėl minėtų fliuktuacijų sumažėja tranzistoriaus T_1 bazės B_1 srovė $i_{\mathrm{B}\,1}(t) = I_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{s}} - \Delta I_{\mathrm{B}}$, todėl tranzistorius T_1 yra „pridaromas“ ir jo kolektoriaus K_1 srovė $I_{\mathrm{K}\,1}$ sumažėja:

$$i_{\mathrm{K}\,1}(t) = I_{\mathrm{K}\,1\,\mathrm{s}} - \beta_{\mathrm{o}\,1}\cdot\Delta I_{\mathrm{B}} = \beta_{\mathrm{o}\,1}\cdot I_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{s}} - \beta_{\mathrm{o}\,1}\cdot\Delta I_{\mathrm{B}} = \beta_{\mathrm{o}\,1}\cdot(I_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{s}} - \Delta I_{\mathrm{B}}), \quad (2.860)$$

čia: $I_{\mathrm{B}\,1\,\mathrm{s}}$ ir $I_{\mathrm{K}\,1\,\mathrm{s}}$ – tranzistoriaus T_1 atitinkamai bazės B_1 ir kolektoriaus K_1 soties srovės; ΔI_{B} – fliuktuacinis bazės srovės $i_{\mathrm{B}\,1}(t)$ pokytis.

Sumažėjus srovei $i_{\mathrm{K}\,1}(t)$, tranzistoriaus T_1 varža $R_{\mathrm{KE}\,1}$ padidėja ir todėl padidėja įtampa $u_{\mathrm{KE}\,1}(t) \cong 0{,}3$ V $+ \Delta U_{\mathrm{K}} = 0{,}3$ V $+ \beta_1\cdot\Delta I_{\mathrm{B}}\cdot R_{\mathrm{K}\,1}$, ir šis teigiamo poliškumo įtampos pokytis $\Delta U_{\mathrm{K}} = \beta_1\cdot\Delta I_{\mathrm{B}}\cdot R_{\mathrm{K}\,1}$ per grįžtamojo ryšio kondensatorių C_2 patenka į tranzistoriaus T_2 bazę B_2, ir todėl jį dar labiau „pradaro“. Šio poveikio metu tranzistoriaus T_2 varža $R_{\mathrm{KE}\,2}$ sumažėja ir, dėl padidėjusios kolektoriaus K_2 srovės $i_{\mathrm{K}\,2}(t) = I_{\mathrm{K}\,2\,\mathrm{s}} + \beta_2\cdot\Delta I_{\mathrm{B}}$, sumažėja tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 įtampa $u_{\mathrm{KE}\,2}(t) \cong 0{,}3$ V $- \Delta U_{\mathrm{K}} = 0{,}3$ V $- \beta_2\cdot\Delta I_{\mathrm{B}}\cdot R_{\mathrm{K}\,2}$. Šis neigiamo poliškumo įtampos $u_{\mathrm{KE}\,2}(t)$ pokytis $\Delta U_{\mathrm{K}} = -\beta_2\cdot\Delta I_{\mathrm{B}}\cdot R_{\mathrm{K}\,2}$ per grįžtamojo ryšio kondensatorių C_3 patenka į tranzistoriaus T_1 bazę B_1 ir jį dar labiau „pridaro“. Toliau procesai kartojasi ir gana greitai tranzistorius T_1 visiškai „užsidaro“, o tranzistorius T_2 lieka visiškai „atidarytas“. Taigi, tranzistoriaus T_1 kolektoriaus K_1 įtampa $u_{\mathrm{KE}\,1}(t)$ sparčiai padidėja iki $\mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$, o „atidaryto“ tranzistoriaus T_2 kolektoriaus K_2 įtampa $u_{\mathrm{KE}\,2\,\mathrm{s}}(t) \cong 0{,}2$ V išlieka santykinai maža. Esant šiai situacijai, kuria lakysime pradine, laiko t atskaitos momentu t_{o} prasideda kondensatoriaus C_2 įkrovimo procesas per rezistorių $R_{\mathrm{K}\,1}$. Šio proceso trukmė Δt_1 yra nulemta laiko trukmės konstantos τ_1:

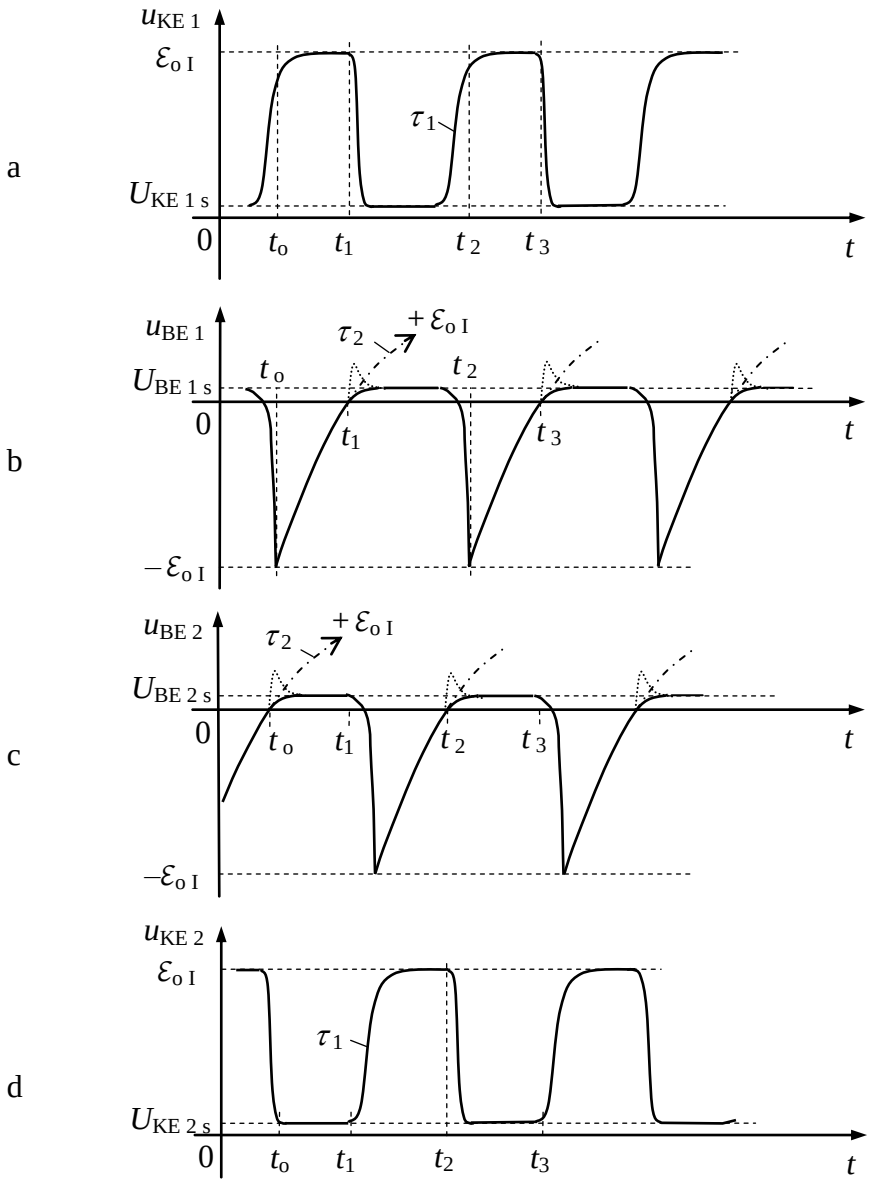
$$\tau_1 \cong R_{\mathrm{K}\,1}\cdot C_2. \quad (2.861)$$

Kondensatoriaus C_2 įkrovimo proceso pabaigoje jo įtampa $u_{\mathrm{C}\,2}(t_{\mathrm{o}}) \cong \mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$. Tuo pačiu metu per rezistorių $R_{\mathrm{B}\,2}$ vyksta kondensatoriaus C_3 perkrovimo procesas, kuris prieš tai per rezistorių $R_{\mathrm{K}\,2}$ buvo įkrautas iki įtampos $u_{\mathrm{C}3}(t_{\mathrm{o}}) \cong \mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$, ir šio proceso trukmė Δt_2 yra nulemta laiko trukmės konstantos τ_2:

$$\tau_2 \cong R_{\mathrm{B}\,2}\cdot C_3. \quad (2.862)$$

Įprastai multivibratoriuje $R_{\mathrm{B}\,1,\,2} >> R_{\mathrm{K}\,1,\,2}$, ir todėl $\tau_2 >> \tau_1$. Taigi, esant „uždarytam“ tranzistoriui T_1, kondensatorius C_2 yra gana sparčiai įkraunamas iki įtampos $u_{\mathrm{C}1}(t_{\mathrm{o}}) \cong \mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$, o kondensatorius C_3 yra santykinai lėtai perkraunamas ir jo įtampa $u_{\mathrm{C}\,2}(t)$ nuo pradinės neigiamos vertės $-\mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$ eksponentiškai artėja prie $+\mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$ vertės, įgaudama nulinę vertę. Čia aprašyti pereinamieji procesai yra parodyti 2.308 pav. atitinkamomis laiko t atitinkamų įtampų diagramomis.

Iš 2.308 pav. matome: laiko momentu t_{o} tranzistorius T_1 yra visiškai „uždarytas“ (2.308 pav., a), o tranzistorius T_2 yra visiškai „atidarytas“ (2.308 pav., d). Dėl visiškai „atidaryto“ tranzistoriaus T_2 įkrautas kondensatorius C_3 yra prijungtas prie „uždaryto“ tranzistoriaus T_1 bazės-emiterio grandinės, ir todėl ši talpa per rezistorių $R_{\mathrm{B}\,2}$ yra perkraunama. Vykstant šiam procesui tranzistoriaus T_1 bazės-emiterio įtampa $u_{\mathrm{BE}\,1}(t)$ nuo pradinės neigiamos vertės $-\mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$ didėja iki nulinės vertės, ir toliau didėdama pasiekia soties



2.308 pav. Multivibratoriaus (2.307 pav.) veikimą paaiškinančios įtampų laiko t diagramos

vertę $U_{BE\,1\,s} > 0$ (2.308 pav., b). Kondensatoriaus C_3 perkrovimo proceso spartą lemia laiko trukmės konstanta $\tau_2 \cong R_{B\,2} \cdot C_3$ (2.862). Laiko momentu $t_1 > t_o$, įtampa $u_{BE\,1}(t_1) \cong 0$ (2.308 pav., b) ir todėl nuo šio momento tranzistorius T_1 pradeda „atsidaryti“, o tranzistorius T_2 – „užsidaryti“ (2.308 pav., d). Šis procesas jau aprašytu būdu vyksta labai sparčiai ir dėl visiškai „atidaryto“ tranzistoriaus T_1, įkrautas kondensatorius C_2 yra prijungiamas prie „uždaryto“ tranzistoriaus T_2 bazės-emiterio grandinės. Todėl ši talpa C_2 per rezistorių $R_{B\,1}$ yra perkraunama ir tranzistoriaus T_2 bazės-emiterio įtampa $u_{BE\,2}(t)$ nuo pradinės neigiamos vertės $-\mathcal{E}_{o\,I}$ didėja iki nulinės vertės, ir toliau didėdama pasiekia soties vertę $U_{BE\,2\,s} > 0$ (2.308 pav., c). Kondensatoriaus C_2 perkrovimo proceso spartą lemia laiko trukmės konstanta $\tau_2 \cong R_{B\,1} \cdot C_2$ (2.862). Laiko momentu $t_2 > t_1$, įtampa $u_{BE\,2}(t_2) \cong 0$ (2.308 pav., c) ir todėl nuo šio momento tranzistorius T_2 pradeda „atsidaryti“ (2.308 pav., d), o tranzistorius T_1 – „užsidaryti“ (2.308 pav., a), ir t. t.

Iš 2.308 pav., a ir d, matome: tranzistorių $T_{1,\,2}$ „užsidarymo“ metu – laiko momentais t_o, t_2 (2.308 pav., a) ir t_1, t_3 (2.308 pav., d), formuojamo „teigiamo“ fronto t_f trukmę lemia pereinamasis procesas, kuris vyksta beveik eksponentiniu dėsniu su laiko konstanta $\tau_1 \cong R_{K\,1,\,2} \cdot C_{2,\,3}$ (2.861), nes kolektorių $K_{1,\,2}$ atitinkamos įtampos $u_{KE\,1,\,2}(t)$ (2.308 pav.) yra

lemiamos kondensatorių $C_{2,\ 3}$ įkrovimo procesų. Iš čia galima daryti išvadą, kad multivibratoriaus veika yra tuo geresnė – spartesnė, kuo labiau yra tenkinama nelygybė: $\tau_1 << \tau_2$. Laiko momentais t_1, t_3 (2.308 pav., a) ir t_o, t_2 (2.308 pav., d) tranzistoriai $T_{1,\ 2}$ yra „atidaromi“ ir šių procesų metu yra formuojami „neigiami“ frontai t_r, kurių trukmę lemia pereinamasis procesas, kuris vyksta labai sparčiai. Todėl „neigiamo“ fronto $t_{\ r}$ trukmė iš esmės priklauso nuo tranzistorių $T_{1,\ 2}$ ribinio dažnio f_T vertės (pirm oji d.– (1.246)). Čia pasakysime, kad „teigiamo“ fronto t_f formavimo metu dėl diferencijuojančių ($R_{BE\ 1,\ 2}\cdot C_{3,\ 2}$) grandinių poveikio įtampų $u_{BE\ 1,\ 2}(t)$ laiko t diagramoje atitinkamais laiko momentais vyksta trumpi teigiamo poliškumo aperiodiniai virpesiai – „išmetimai“, kurie 2.308 pav., b ir c, yra parodyti taškinėmis kreivėmis. Iš 2.308 pav. taip pat matome, kad formuojamų impulsų $u_{KE\ 1,\ 2}(t)$ pasikartojimo periodas $T \cong t_2 - t_o$ yra iš esmės nulemtas grįžtamojo ryšio kondensatorių $C_{2,\ 3}$ perkrovimo proceso dvigubos trukmės ($2\cdot\Delta t$), kuri, savo ruožtu, priklauso nuo laiko trukmės konstantos $\tau_2 \cong R_{B\ 1,\ 2}\cdot C_{2,\ 3}$ (2.862). Iš 2.308 pav., b ir c, matome, jog šį procesą galima aprašyti tokia eksponentine funkcija:

$$u_{BE\ 1,\ 2}(t) \cong \mathcal{E}_{o\,I}\cdot\{1 - 2/[\exp(t/\tau_2)]\}, \tag{2.863}$$

ir iš čia, tarę, kad $t \cong \Delta t$, įtampa $u_{BE\ 1,\ 2}(t) \cong 0$, randame:

$$0 \cong \mathcal{E}_{o\,I}\cdot\{1 - 2/[\exp(\Delta t/\tau_2)]\} \qquad \Rightarrow \qquad \Delta t \cong \tau_2\cdot\ln 2.$$

Iš čia matome, jog multivibratoriaus generuojamų relaksacinių virpesių periodas T yra:

$$T \cong 2\cdot\Delta t \cong 2\cdot\tau_2\cdot\ln 2 \approx 1{,}4\cdot\tau_2. \tag{2.864}$$

Multivibratoriaus veikimo metu jo tranzistorių $T_{1,\ 2}$ emiterių $E_{1,\ 2}$ srovės $i_{E\ 1,\ 2}(t)$ atitinka kolektorių $K_{1,\ 2}$ įtampų $u_{KE\ 2,\ 1}(t)$ laiko t diagramas (2.308 pav., d ir a) ir šioms srovėms tekant per transformatoriaus Tr atitinkamas pirmines apvijas $I_{1,\ 2}$ – apkrovas, jose yra žadinami vienodų verčių atitinkami indukciniai magnetiniai srautai $\boldsymbol{\Phi}_{m\ 1,\ 2}$ (2.526), kurių kryptys šiuo atveju yra vienodos. Todėl transformatoriaus Tr antrinėse apvijose $II_{1,\ 2}$ yra žadinamos atitinkamos $ev j_{1,\ 2}$, ir todėl antrinio dvipusio lygintuvo D-II išėjime pastovioji įtampa $\mathcal{E}_o$ yra:

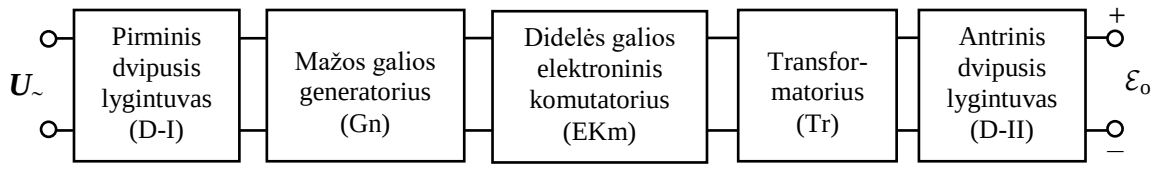
$$\mathcal{E}_o \cong \mathcal{E}_{o\,I}\cdot(n_{II\ 1,\ 2}/n_{I\ 1,\ 2}). \tag{2.865}$$

Be multivibratoriaus gerą veiką, kai $t_{r,\ f}$ yra minimalūs, nusakančios nelygybės $\tau_1 << << \tau_2$, yra ir kita būtina sąlyga:

$$K_{u\,1}\cdot K_{u\,2} >> 1, \tag{2.866}$$

čia: $K_{u\ 1,\ 2}$ – multivibratoriaus tranzistorių $T_{1,\ 2}$, įjungtų BE stiprinimo pakopose, atitinkami įtampos diferencialiniai stiprinimo koeficientai.

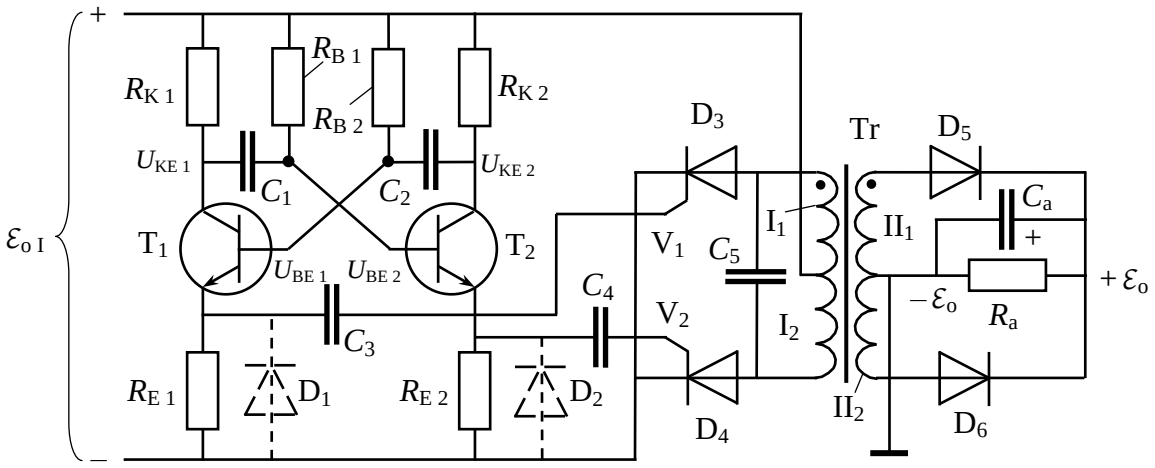
Akivaizdu, kad 2.307 pav. parodytos pastovios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio galia P_ε yra nulemta panaudotų tranzistorinių $T_{1,\ 2}$ maksimalios galios $P_{K\ max}$ vertės. Tačiau gana dažnai didelės galios $P_{K\ max} \geq 10$ W dvipolių tranzistorių $\beta_{\ o} \approx 10–30$, ir todėl tai lemia santykinai mažas K_u vertes, o tai, savo ruožtu, lemia jų prastą veiką multivibratoriuje. Todėl yra galimas kitas *didelės galios P_ε pastovios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio schemos sudarymo būdas*, kurio esmė matyti iš struktūrinės schemos, parodytos 2.309 pav.



2.309 pav. Didelės galios P_ε pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio struktūrinė schema

Iš 2.309 pav. matome, kad sprendimas yra pagrįstas didelės galios elektroninio

komutatoriaus (EKm) valdymu su santykinai mažos galios, pavyzdžiui, tranzistorinių generatoriumi (Gn), pavyzdžiui, multivibratoriumi. Vienas galimų šio sprendimo variantų yra parodytas 2.310 pav., jame nėra pateikta pirminio dvipusio lygintuvo D-I schema, kurios išėjime formuojama pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{o\ 1}$, o didelė galia P_ε yra gaunama panaudojus *tiristorinį įtampos komutatorių*.

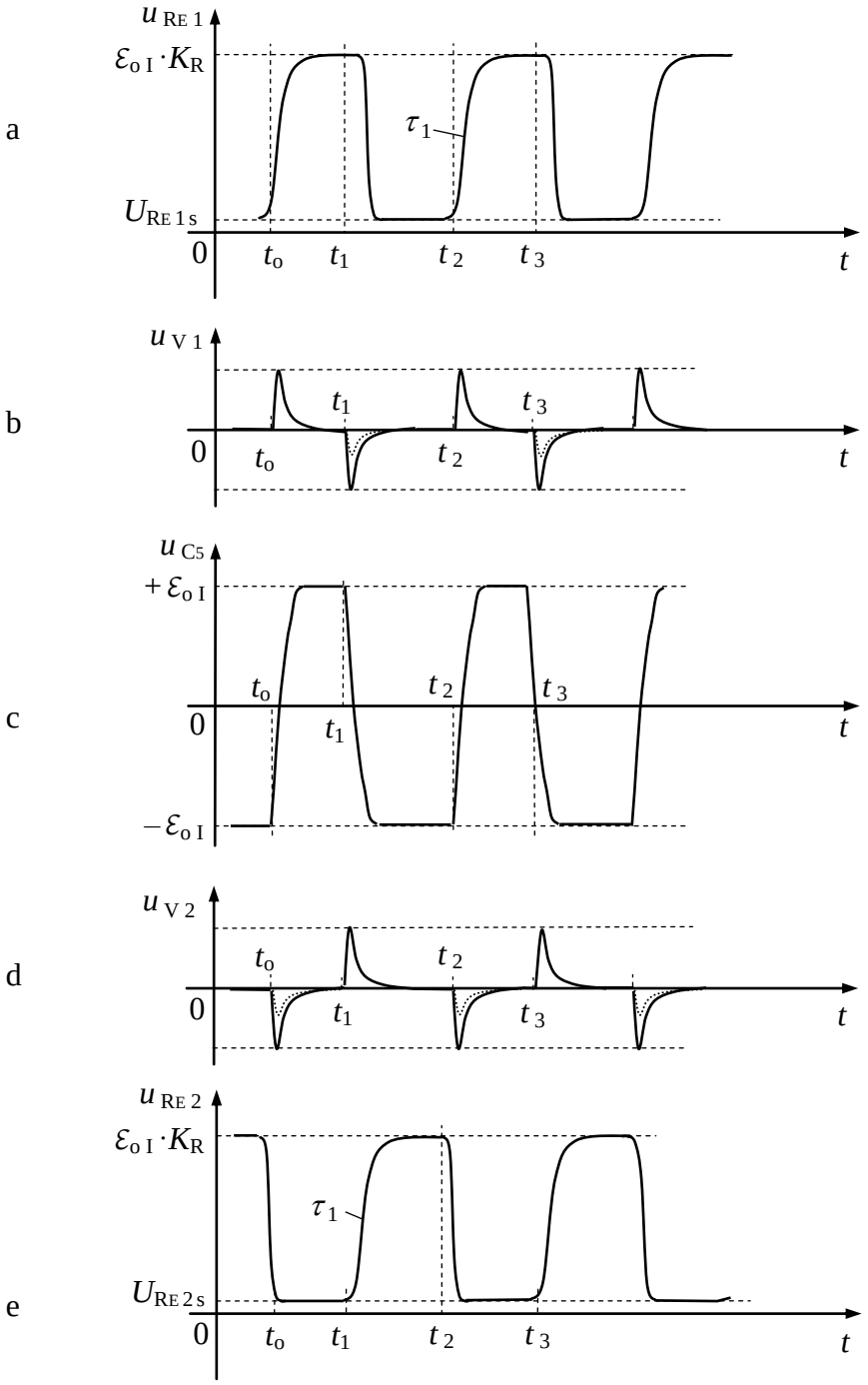


2.310 pav. Didelės galios P_ε pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_o$ elektroninio šaltinio principinė schema su mažos galios tranzistoriniu multivibratoriumi (T_1 -T_2) ir didelės galios tiristoriniu įtampos komutatoriumi (D_3 -D_4), kurioje nėra pateikta pirminio dvipusio lygintuvo D-I schema (2.307 pav.), kurios išėjime formuojama pastovioji įtampa $\mathcal{E}_{o\,1}$

Iš 2.310 pav. matome: generatoriaus Gn schema yra realizuota su dviem dvipoliais tranzistoriais T_1 ir T_2, įjungtais į BE schemas, kurios, savo ruožtu, yra sujungtos dviem teigiamaisiais grįžtamaisiais ryšiais – kondensatoriais C_1 ir $C_{\ 2}$, ir tai sudaro tipinę tranzistorinę multivibratoriaus schemą. Šiuo multivibratoriumi T_1-T_2 formuojami impulsiniai signalai yra išskiriami tranzistorių $T_{1,\ 2}$ emiteriuose $E_{1,\ 2}$ įjungtais atitinkamais apkrovos rezistoriais $R_{E\ 1,\ 2}$, kurie per atitinkamus skiriamuosius kondensatorius $C_{\ 3,\ 4}$ yra sujungti su atitinkamų tiristorių $D_{3,\ 4}$ valdymo-paleidimo elektrodais $V_{1,\ 2}$ (2.2.5 poskyris). Apkrovos rezistoriai $R_{E\ 1,\ 2}$ su atitinkamais kondensatoriais $C_{\ 3,\ 4}$ sudaro diferencijuojančiąsias *RC*– grandines, kuriomis suformuoti trumpi teigiamo poliškumo impulsai perjungia atitinkamą tiristorių $D_{3,\ 4}$ iš „uždarytos“ į „atidarytą“ būseną. „Atidarytas“ tiristorius $D_{3,\ 4}$ į „uždarytą“ būseną yra perjungiamas įkrautu kondensatoriumi $C_{\ 5}$, ir tai vyksta taip.

Kai multivibratorius T_1-T_2 generuoja, tegu laiko momentu t_o tiristorius D_3 yra „atidarytas“, o D_4 – „uždarytas“. Tada per pirminės apvijos I dalį I_1 tekanti srovė $i_{\ D\ 3}\,(t)$ indukuoja įtampą $U_{o\ D\ 3}$ transformatoriaus Tr visoje pirminėje apvijoje I, dėl kurios poveikio kondensatorius $C_{\ 5}$ gana sparčiai yra perkraunamas iki įtampos $|\mathcal{E}_{o\ I}|$, kurios poliškumas yra parenkamas taip, kad kondensatoriaus $C_{\ 5}$ išvadas, sujungtas su tiristoriaus D_4 anodu A_4, įsikrauna teigiamai, o išvadas, sujungtas su tiristoriaus D_3 anodu A_3, – neigiamai. Praėjus laikui $\Delta t \le T/2$, laiko momentu $t_1 > t_o$ per diferencijuojančiąją *RC*– grandinę $R_{E\ 2}$ -C_4 trumpas teigiamo poliškumo impulsas patenka į tiristoriaus D_4 valdomą paleidimo elektrodą V_2. Dėl to tiristorius D_4 iš „uždarytos“ būsenos labai sparčiai persijungia į „atidarytą“ būseną. Todėl įkrautas kondensatorius $C_{\ 5}$ yra lygiagrečiai prijungiamas prie „atidaryto“ tiristoriaus D_3, ir dėl įkrauto kondensatoriaus $C_{\ 5}$ įtampos $U_{C\ 5}$ poveikio per „atidarytą“ tiristorių D_3 teka srovė $i_{C\ 5}\,(t)$, kurios kryptis yra priešinga srovei $i_{\ D\ 3}\,(t)$. Kai šių srovių suma $i^*_{\ D3}\,(t) = |i_{D3}\,(t) - i_{C5}\,(t)|$ pasidaro mažesnė už $I_{s\ išj}$ (2.228 pav., b), tiristorius D_3 gana sparčiai „užsidaro“, ir vykstant šiam procesui, per transformatoriaus Tr pirminės apvijos I dalį I_2 tekanti srovė $i_{D4}\ (t)$ indukuoja įtampą $U_{o\ D4}$ visoje pirminėje apvijoje I. Dėl šios įtampos poveikio kondensatorius C_5 gana sparčiai yra perkraunamas iki įtampos $|\mathcal{E}_{o\ I}|$, kurios poliškumas šiuo atveju yra

priešingas įtampai $U_{o\ D3}$, ir todėl kondensatoriaus C_5 išvadas, sujungtas su tiristoriaus D_4 anodu A_4, įsikrauna neigiamai, o išvadas, sujungtas su tiristoriaus D_3 anodu A_3, – teigiamai. Praėjus laikui $\Delta t \le T/2$, laiko momentu $t_2 > t_1$ per diferencijuojančiąją *RC*– grandinę $R_{E\,1}$-C_3 trumpas teigiamo poliškumo impulsas patenka į tiristoriaus D_3 valdomą paleidimo elektrodą V_1, ir todėl tiristorius D_3 iš „uždarytos“ būsenos labai sparčiai persijungia į „atidarytą“ būseną, ir t. t. – procesai kartojasi. Visi šie pereinamieji procesai yra aprodyti 2.311 pav. atitinkamų įtampų atitinkamomis laiko *t* diagramomis.



2.311 pav. Multivibratoriaus (T_1-T_2) ir tiristorinio (D_3-D_4) elektroninio komutatorius (EKm) (2.310 pav.) veikimą paaiškinančios įtampų laiko *t* diagramos

Iš 2.311 pav., c, matome: kondensatorius C_5 yra periodiškai perelektrinamas ir tai leidžia periodiškai perjunginėti tiristorius $D_{3,\ 4}$ iš „atidarytos“ į „uždarytą“ būseną, ir atvirkščiai. Taip pat iš 2.311 pav., b ir d, matome, kad multivibratoriaus T_1-T_2 veikimo metu į tiristorių $D_{3,\ 4}$ valdančius paleidimo elektrodus $V_{1,\ 2}$ patenka abiejų poliškumų impulsai

$u_{\mathrm{V}\,1,\,2}(t)$, kurių amplitudžių $U_{\mathrm{o\,V}\,1,\,2}$ vertės yra:

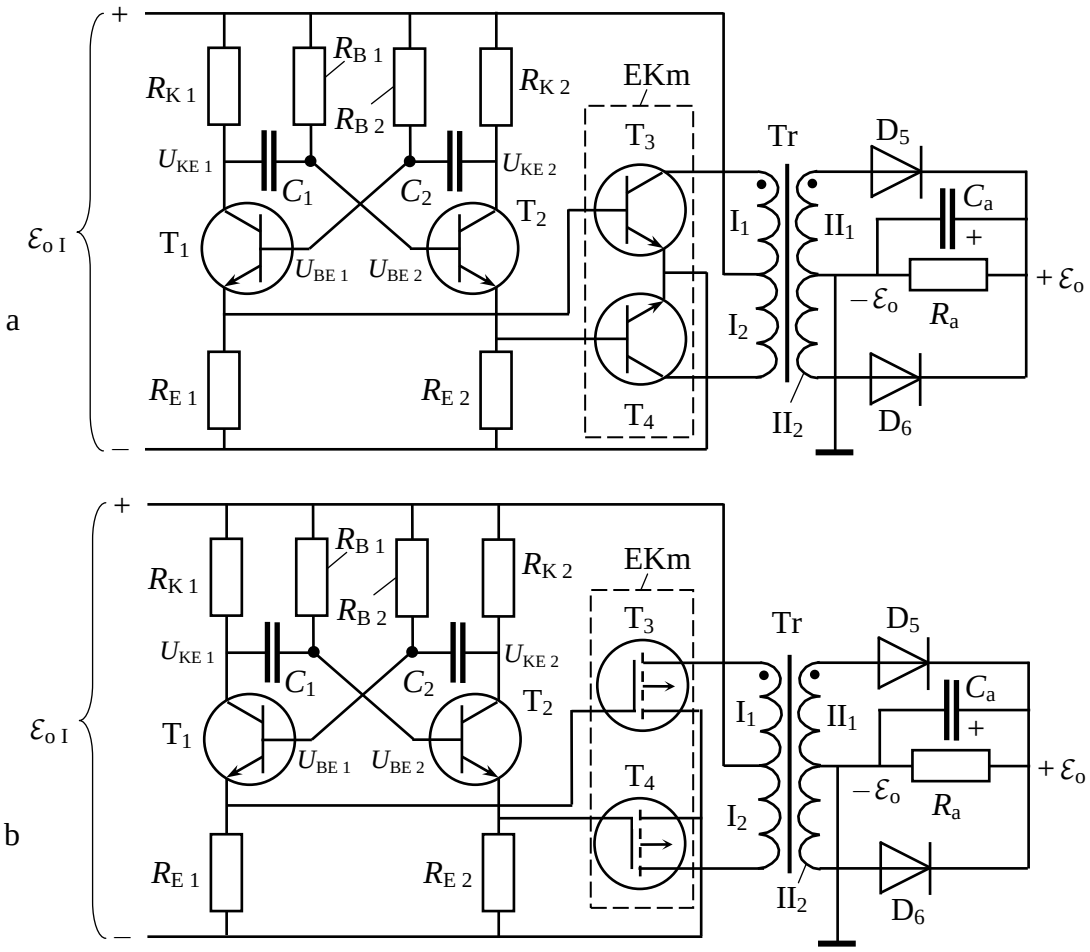
$$U_{\mathrm{o\,V}\,1,\,2} \cong \mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}} \cdot K_{\mathrm{R}} = \mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}} \cdot R_{\mathrm{E}\,1,\,2} / (R_{\mathrm{E}\,1,\,2} + R_{\mathrm{K}\,1,\,2} + R_{\mathrm{KE\,s}\,1,\,2}), \qquad (2.867)$$

čia:

$$K_{\mathrm{R}} = R_{\mathrm{E}\,1,\,2} / (R_{\mathrm{E}\,1,\,2} + R_{\mathrm{K}\,1,\,2} + R_{\mathrm{KE\,s}\,1,\,2}), \qquad (2.867a)$$

įtampos $\mathcal{E}_{\mathrm{o\,I}}$ dalijimo koeficientas; $R_{\mathrm{KE\,s}\,1,\,2}$ – tranzistorių $\mathrm{T}_{1,\,2}$ kolektoriaus-emiterio varža, kai jie yra „atidarytoje“ – soties būsenoje.

Yra žinoma, kad ne visuose tiristoriuose yra leidžiama neigiamo poliškumo impulsais paveikti valdymo paleidimo elektrodus $\mathrm{V}_{1,\,2}$. Todėl tokiu atveju yra būtina sumažinti neigiamo poliškumo impulsų $u_{\mathrm{V}\,1,\,2}(t)$ amplitudę $U_{\mathrm{o\,V}\,1,\,2}$, tai 2.311 pav., b ir d, yra parodyta taškinėmis kreivėmis. Šis sumažinimas gali būti atliekamas, pavyzdžiui, diodiniais $\mathrm{D}_{1,\,2}$ amplitudės ribotuvais taip, kaip tai yra parodyta 2.310 pav. brūkšninėmis linijomis. Kita vertus, turime pasakyti, kad šiuo metu yra gaminami tiristoriai, kurie gali būti perjungiami iš vienos būsenos į kitą, paveikus jų valdymo paleidimo elektrodus $\mathrm{V}_{1,\,2}$ skirtingo poliškumo impulsus. Todėl šiuo atveju nagrinėjamoje schemoje (2.310 pav.) kondensatoriaus C_5 nebereikia. Taip pat akivaizdu, kad elektroniniame komutatoriuje – EKm vietoj tiristorių $\mathrm{D}_{3,\,4}$ gali būti panaudoti *didelės galios elektroniniai komutatoriai su dvipoliais arba vienpoliais tranzistoriais*, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.312 pav., atitinkamai a ir b.



2.312 pav. Didelės galios P_{ε} pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{\mathrm{o}}$ elektroninio šaltinio principinė schema su mažos galios tranzistoriniu multivibratoriumi (T_1 -T_2) ir didelės galios dvipoliais (a) ir vienpoliais (b) tranzistoriais (T_3 -T_4) įtampos elektroniniame komutatoriuje – EKm

Iš 2.312 pav. matome: abiejose schemose, neveikiant multivibratoriui T_1-T_2, didelės galios įtampos elektroninio komutatoriaus – EKm tranzistoriai $\mathrm{T}_{3,\,4}$ yra „uždaryti“. Veikiant multivibratoriui T_1-T_2, jo apkrovos rezistoriuose $R_{\mathrm{E}\,1,\,2}$ generuojami teigiamo poliškumo

impulsai $u_{\text{RE }1,\,2}(t)$ (2.311 pav., a, e), kurie paeiliui „atidarinėja“ didelės galios tranzistorius $T_{3,\,4}$, ir todėl transformatoriaus Tr antrinėse apvijose $II_{1,\,2}$ yra žadinamos atitinkamos $evj_{1,\,2}$ ir tai, savo ruožtu, antrinio dvipusio lygintuvo D-II išėjime suformuoja išlygintą pastoviąją įtampą $\mathcal{E}_{\text{o}}$ (2.865). Čia svarbu tinkamai parinkti impulsų $u_{\text{RE }1,\,2}(t)$ amplitudžių $U_{\text{o RE }1,\,2} \cong$ $\cong \mathcal{E}_{\text{o I}} \cdot K_{\text{R}}$ vertes iš sąlygų:

$$U_{\text{o RE }1,\,2} \cong \mathcal{E}_{\text{o I}} \cdot K_{\text{R}} \cong 0{,}4\text{–}0{,}6 \text{ V, dvipoliams tranzistoriams } T_{3,\,4}, \quad (2.868)$$

$$U_{\text{o RE }1,\,2} \cong \mathcal{E}_{\text{o I}} \cdot K_{\text{R}} > U_{\text{s}}, \text{ vienpoliams tranzistoriams } T_{3,\,4}, \quad (2.868\text{a})$$

čia atitinkamų įtampų $U_{\text{o RE }1,\,2}$ vertės yra parenkamos iš visiškai „atidarytų“ tranzistorių $T_{3,\,4}$ sąlygų: dvipolių tranzistorių atveju jie turi būti arti soties ribos, kai $U_{\text{KB }3,\,4} \cong 0$, o vienpolių tranzistorių atveju $U_{\text{DS }3,\,4} \cong U_{\text{DS s }3,\,4} \cong 0{,}1\text{–}0{,}3$ V.

Išnagrinėtuose pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{\text{o}}$ elektroniniuose maitinimo šaltiniuose yra naudojamas transformatorius Tr, kurio pamatinė paskirtis – sudaryti reikiamos vertės įtampą $\mathcal{E}_{\text{o}}$ šaltinio išėjime – apkrovoje R_{a}. Generatorių, kurių generacijos dažnis f_{gn} gali būti laisvai parenkamas, naudojimas transformatoriaus Tr pirminės apvijos I grandinėje leidžia gerokai sumažinti apvijų skaičių n_1 ir kartu nuostolius, nes, didėjant dažniui f_{gn}, transformatoriaus Tr pirminės apvijos I reikalingas vijų skaičius n_1 mažėja, ir kartu proporcingai mažėja antrinės apvijos II vijų skaičius n_2. Ši fundamentali transformatoriaus Tr savybė kyla iš elektromagnetinės indukcijos dėsnio: $u_{\text{L}}(t) = -L \cdot (\text{d}i_{\text{L}}/\text{d}t)$, kuris harmoninio poveikio signalo atveju, kai apvijų srovė $i_{\text{L}}(t) = I_{\text{o L}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_{\text{o}})$, leidžia parašyti pagrindines transformatoriaus lygtis (2.555), iš kur matome: didinant signalo dažnį f_{gn} (arba ω_{gn}), įtampos $\boldsymbol{U}_{1,\,2}$ modulio $U_{\text{o }1,\,2}$ vertė atitinkamose apvijose išlieka pastovi, kai yra tiek pat kartų atitinkamai sumažinamas transformatoriaus apvijų I ir II atitinkamų vijų skaičius $n_{1,\,2}$. Kita vertus, iš 2.155 pav. pateiktų vienfazio transformatoriaus Tr tipinių dažninių charakteristikų $U_{\text{o iš}}(\omega)$ matome, kad feritiniai transformatoriai Tr veikia labai aukštų dažnių diapazone, ir todėl jie yra plačiai taikomi nagrinėjamuose pastoviosios įtampos maitinimo šaltiniuose, kuriuose generatorių Gn dažnis f_{gn} parenkamas ribose: f_{gn} = (10–100) kHz, ir tai leidžia gerokai sumažinti transformatoriaus Tr gabaritus ir kartu masę.

2.7.2. Pastoviosios įtampos stabilizatoriai (pastovintuvai)

Su pastoviosios įtampos keitikliais arba pastoviosios įtampos elektroniniais šaltiniais suformuotos pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{\text{o}}$ vertė gali priklausyti nuo įvairių faktorių, pavyzdžiui, elektros tinklo įtampos $\boldsymbol{U}_{\sim}$ amplitudės U_{o} svyravimų $\pm\Delta U_{\text{o}}$, ir t. t. Todėl pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{\text{o}}$ elektroniniuose šaltiniuose yra plačiai taikomi *pastoviosios įtampos* $\mathcal{E}_{\text{o}}$ *stabilizatoriai* (*pastovintuvai*), kurie pagal savo veikos principą gali būti dviejų tipų – *lygiagretaus* veikimo, kai įtampos šaltinio $\mathcal{E}_{\text{o}}$ vidaus varža R_{i} yra santykinai didelė, ir *nuoseklaus veikimo,* kai R_{i} yra santykinai maža.

1. Lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus blokinė schema yra parodyta 2.313 pav.

Iš 2.313 pav. matome, kad įtampos $\mathcal{E}_{\text{a}}$ pastovumo sąlyga: $\mathcal{E}_{\text{a}}(\mathcal{E}_{\text{o}}, R_{\text{a}}) \cong$ const, yra palaikoma automatiškai kečiant įrenginio ekvivalentinę vidaus varžą R_{i}, kuri yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Iš Kirchhofo taisyklių galima parašyti:

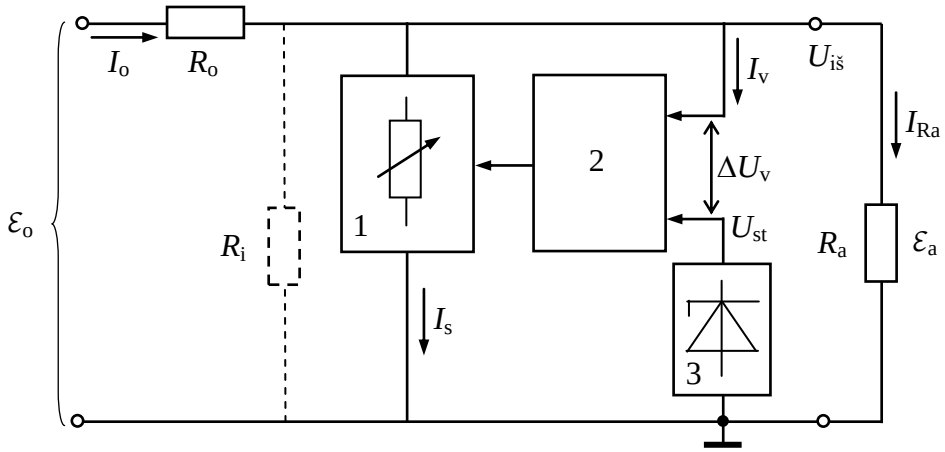
$$I_{\text{o}} = I_{\text{s}} + I_{\text{v}} + I_{\text{Ra}} = (\mathcal{E}_{\text{o}} - \mathcal{E}_{\text{a}})/R_{\text{o}}, \quad (2.869)$$

čia: I_{o} – įėjimo srovė; I_{s} – srovė, tekanti valdomu varžiniu elementu 1; I_{v} – srovė, tekanti valdymo įtaiso 2 skirtuminės įtampos $\Delta U_{\text{v}} = \mathcal{E}_{\text{a}} - U_{\text{st}}$ grįžtamojo ryšio įvade; I_{Ra} – išėjimo srovė, tekanti apkrovoje R_{a}.

Iš (2.869) gauname poveikių ir reakcijų pokyčių išraišką:

$$\Delta I_{\text{o}} = \Delta I_{\text{s}} + \Delta I_{\text{v}} + \Delta I_{\text{Ra}} = (\Delta\mathcal{E}_{\text{o}} - \Delta\mathcal{E}_{\text{a}})/R_{\text{o}}, \quad (2.870)$$

ir iš (2.870) kyla lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_{\text{a}}$ stabilizatoriaus veikos sąlygos.



2.313 pav. Lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriaus blokinė schema, čia: 1 – valdomas varžinis elementas; 2 – skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomas grįžtamojo ryšio įtaisas; 3 – atskaitos – atraminės įtampos U_{st} įtaisas

Kai turime idealią arba jai artimą sąlygą: $\mathcal{E}_a \cong$ const, tai $\Delta\mathcal{E}_a \cong 0$, ir iš (2.870) matome, kad lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriaus ideali veika yra iš esmės lemiama pokyčių $\Delta\mathcal{E}_o$ ir ΔI_{Ra}, nes dažniausiai $I_v << I_s$, todėl galima tarti, kad $\Delta I_v \cong 0$. Iš čia, esant $\Delta\mathcal{E}_o \cong 0$, o tai atitinka sąlygą $\mathcal{E}_o \cong$ const, turime pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriaus beveik idealios veikos sąlygą:

$$\Delta I_s \cong -\Delta I_{Ra}, \tag{2.871}$$

ir kai $\Delta I_{Ra} \cong 0$, o tai atitinka sąlygą $I_{Ra} \cong$ const, turime kitą pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriaus beveik idealios veikos sąlygą:

$$\Delta I_s \cong \Delta\mathcal{E}_o / R_o. \tag{2.872}$$

Iš (2.871) ir (2.872) kyla būtini reikalavimai valdomos varžos elemento 1 parametrams, būtent juo tekančios srovės I_s minimaliai $I_{s\,min}$ ir maksimaliai $I_{s\,max}$ vertėms, kurios yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} I_{s\,min} &\cong I_{s\,opt} - (\mathcal{E}_{o\,opt} - \mathcal{E}_{o\,min})/R_o, \\ I_{s\,max} &\cong I_{s\,min} + \Delta\mathcal{E}_{o\,max}/R_o + I_{Ra\,max}, \end{aligned}\right\} \tag{2.873}$$

čia: $I_{s\ opt}$ – optimali srovės I_s vertė, atitinkanti valdomos varžos elemento 1 veikos tašką; $\Delta\mathcal{E}_{o\,max}$ – įėjimo įtampos $\mathcal{E}_o$ galimo pokyčio $\Delta\mathcal{E}_o$ maksimali vertė; $I_{Ra\,max} - I_{Ra}$ maksimali vertė.

Iš (2.873) nustatome valdomos varžos elemento 1 būtinos didžiausios sklaidomos galios $P_{s\,max}$ vertę:

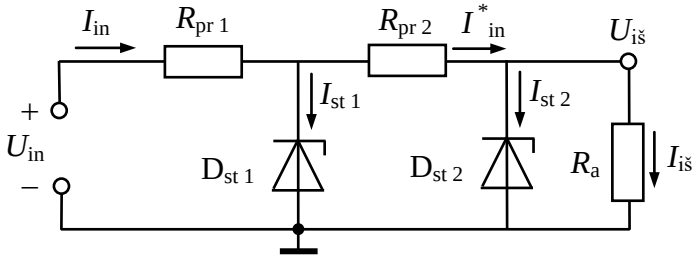
$$P_{s\,max} \geq I_{s\,max} \cdot \mathcal{E}_{a\,max}, \tag{2.874}$$

čia: $\mathcal{E}_{a\,max}$ – išėjimo $U_{iš}$ įtampos $\mathcal{E}_a$ didžiausia vertė.

Pati paprasčiausia schema, realizuojanti lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatorių (2.313 pav.), yra *įtampos pastovintuvo grandinė su stabilitronu* (pirmoji d.– 1.41 pav.), kurioje nėra skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo įtaiso 2, nes jo funkciją automatiškai realizuoja stabilitrono D_{st} veikos fizikinis mechanizmas pramušimo metu.

Akivaizdu, kad įtampos pastovintuvo grandinė su stabilitronu D_{st} gali būti patobulinta taip, kaip tai yra parodyta 2.314 pav.

Iš 2.314 pav. matome: įtampos pastovintuvo grandinės su stabilitronu $D_{st\ 1}$ patobulinimo esmę sudaro tai, kad yra nuosekliai jungiamos kelios įtampos pastovintuvų grandinės su atitinkamu stabilitronu $D_{st\ 1}$ ir $D_{st\ 2}$. Nesunku parodyti, kad nuosekliai – kaskadiniu būdu sujungtų N įtampos pastovinimo grandinių $D_{st\ N}$ atstojamasis išėjimo $U_{iš\ N}$



2.314 pav. Plačiausiai taikomos įtampos pastovintuvo grandinės su stabilitronu $D_{st\,1}$ patobulintas variantas su dviem stabilitronais $D_{st\,1}$ ir $D_{st\,2}$

įtampos U_{Ra} apkrovoje R_a pastovinimo koeficientas $k^*_{U\,N}$ yra išreiškiamas taip:

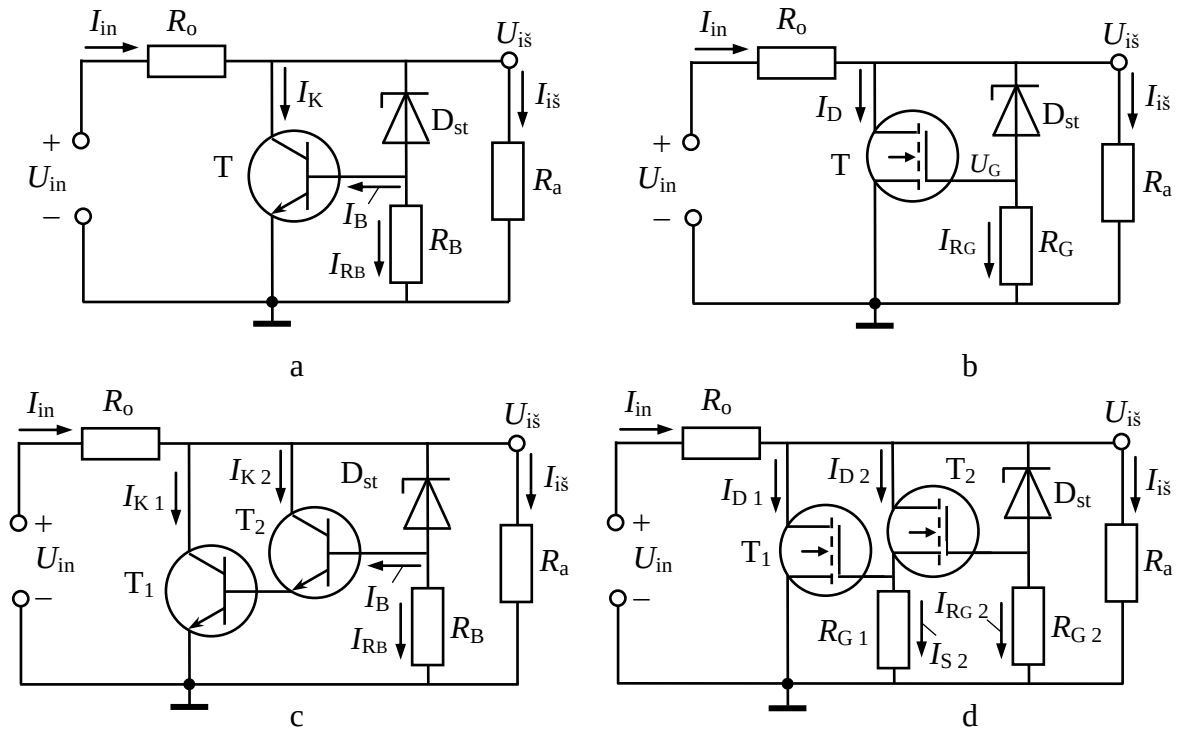
$$k^*_{U\,N} = \Delta U_{in}/\Delta U_a = k_{U\,1}\cdot k_{U\,2}\cdots k_{U\,i}\cdots k_{U\,N}, \qquad (2.875)$$

čia: $k_{U\,i} = R_{pr\,i}/r_{d\,i}$ – i-tosios įtampos pastovintuvo grandinės su atitinkamu stabilitronu $D_{st\,i}$ ir prievaržės rezistoriumi $R_{pr\,i}$ įtampos pastovinimo koeficientas; $r_{d\,i}$ – i-tosios įtampos pastovinimo grandinės atitinkamo stabilitrono $D_{st\,i}$ diferencialinė varža atgalines VACh pramušimo srities veikos taške (i = 1, 2, 3,..., N).

Akivaizdu, kad kaskadinio įtampos pastovintuvo atstojamasis naudingasis veikos koeficientas nvk_N (η_N) yra mažesnis už atskiro įtampos pastovintuvo su vienu stabilitronu $D_{st\,i}$ naudingąjį veikos koeficientą $\eta_i > \eta_N$, nes energiniai nuostoliai didėja proporcingai kaskadų skaičiui N. Taip pat akivaizdu, kad normali kaskadinio įtampos pastovintuvo veika yra galima tik tuo atveju, kai jį sudarančių stabilitronų $D_{st\,i}$ stabilizavimo įtampą $U_{p\,i}$ tenkina šias nelygybes:

$$U_{in} > U_{p\,1} > U_{p\,2} > .... U_{p\,i} > ... > U_{p\,N} \cong U_{Ra}. \qquad (2.876)$$

Suprantama, kad lygiagrečiojo veikimo pastoviosios įtampos stabilizatorių (2.313 pav.) galima realizuoti daugeliu būdų, pavyzdžiui, *lygiagretaus veikimo tranzistoriniais įtampos pastovintuvais*, ir vienas tokių yra parodytas 2.315 pav., a.



2.315 pav. Lygiagretaus veikimo įtampos pastovintuvo grandinės su atskaitos įtampą U_{st} nustatančiu stabilitronu D_{st} ir valdomu varžiniu elementu – dvipoliu tranzistoriumi T (a), vienpolių indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriumi T (b), bei Darlingtono tranzistoriumi $T_{1,\,2}$ (c) ir $T_{1,\,2}$ (d)

čia: β_o – į BE schemą įjungto tranzistoriaus T bazės B pastoviosios srovės I_B stiprinimo koeficientas, ir iš (2.877) gauname kitą įtampos stabilizavimo sąlygą (2.872):

$$\Delta I_s \cong \Delta\mathcal{E}_o/R_o = \Delta U_{in}/R_o, \tag{2.878}$$

čia atmetame narį $\Delta U_{in}/R_a$, nes $R_a >> R_o$.

Akivaizdu, kad 2.315 pav., a, parodyto įtampos pastovintuvo normali veika yra galima tik tuo atveju, kai į jį įjungto stabilitrono D_{st} stabilizavimo įtampa $U_p < U_{in}$ (2.876). Taip pat akivaizdu, kad nagrinėjamos schemos išėjime $U_{iš}$ įtampa U_{Ra} yra:

$$U_{Ra} = U_p + U_{BE} \cong U_p, \tag{2.879}$$

nes $U_p >> U_{BE} = I_{RB}\cdot R_B$, ir čia įtampa $U_{Ra} = I_{iš}\cdot R_a$ – įtampa apkrovoje R_a.

Analogiškai schemai su dvipoliu tranzistoriumi (2.315 pav., a), valdomas varžinis elementas gali būti realizuojamas ir su vienpoliu tranzistoriumi, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.315 pav., b. Šioje schemoje valdomas varžinis elementas yra įtampos ir srovės stiprinimo BI pakopa su didelės galios indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriumi T. Šiuo atveju schemos išėjime $U_{iš}$ įtampa U_{Ra} yra:

$$U_{Ra} = U_p + U_G \cong U_p + I_{RG}\cdot R_G, \tag{2.880}$$

ir normaliai veikai užtikrinti yra būtina sąlyga:

$$U_{in} > U_p + I_{RG}\cdot R_G + I_{in}\cdot R_o. \tag{2.881}$$

Abiejose įtampos pastovintuvo schemose (2.315 pav., a ir b) tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{K,\,D\,o}, U_{KE,\,DS\,o}\}$ yra parenkamas kompromiso būdu. Kai esminis reikalavimas yra kuo didesnis naudingosios veikos koeficientas η, tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{K,\,D\,o}, U_{KE,\,DS\,o}\}$ yra parenkamas arti atkirtos taško a, o kai yra būtina užtikrinti didelius pokyčių $\pm\Delta U_{in}$ ir $\pm\Delta I_{iš}$ diapazonus, tranzistoriaus T veikos taškas $\{I_{K,\,D\,o}, U_{KE,\,DS\,o}\}$ yra parenkamas arti apkrovos R^*_a tieses vidurio taško c, čia:

$$R^*_a = R_a\cdot(R_o + R_{iš})/(R_a\cdot + R_o + R_{iš}), \tag{2.882}$$

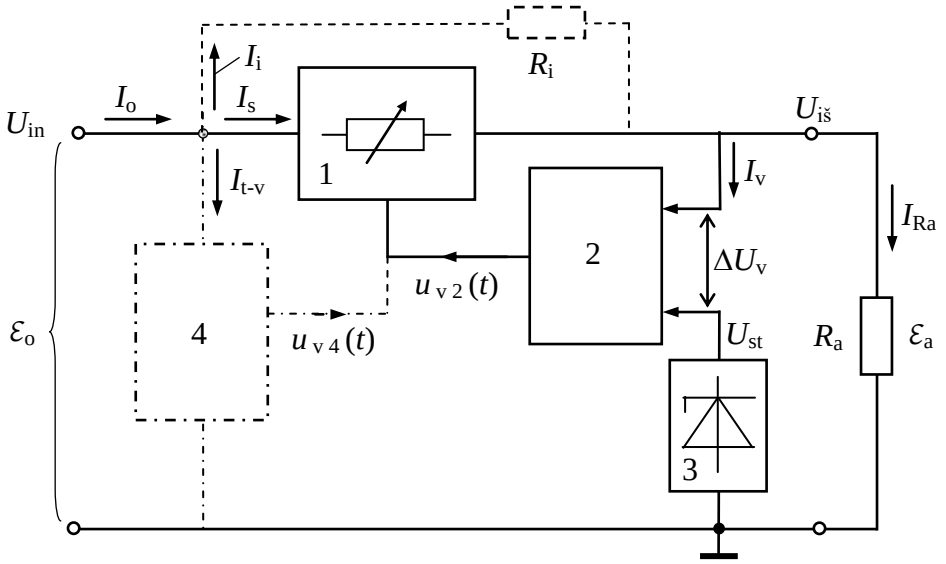
čia: $R_{iš}$ – įtaiso, prijungto prie įtampos pastovintuvo įėjimo U_{in}, pavyzdžiui, tinklo įtampos $\boldsymbol{U}$~ dvipusio lyginimo diodinio tiltelio išėjimo varža.

2.315 pav., a ir b, parodytų įtampos pastovintuvų, turinčių tik vieną valdomos varžos tranzistorinį elementą, savybės mažai kuo skiriasi nuo elementariausio su vienu stabilitronu D_{st} įtampos pastovintuvo savybių. Akivaizdu, kad lygiagretaus veikimo įtampos pastovintuvo savybės gerėja, didinant valdomos varžos elemento jautrį valdančiosios srovės ar įtampos poveikiui. Todėl dvipolio tranzistoriaus atveju (2.315 pav., a) yra būtina didinti koeficiento β_o vertę, o lauko tranzistoriaus atveju (2.315 pav., b) – didinti statumo S_s vertę (pirmoji d.– (1.282)). Dvipolio tranzistoriaus atveju lygiagretaus veikimo įtampos pastovintuvo savybės labai pagerėja panaudojus Darlingtono tranzistorių (2.1.7 poskyris), tai yra parodyta 2.315 pav., c. Šioje schemoje tranzistorius T_1 yra didelės galios, o tranzistorius T_2 – vidutinės galios. Analogiškai schema su dviem indukutojo n– kanalo lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$, įjungtais įtampos ir srovės stiprinimo BI pakopose, yra parodyta 2.315 pav., d. Šioje schemoje tranzistorius T_1 taip pat yra didelės galios, o tranzistorius T_2 – mažos galios, nes šiuo atveju lauko tranzistorius T_1, kad ir kokia būtų jo galia, yra valdomas įtampos $U_{G1} = I_{D\,2}\cdot R_{G\,1}$ poveikio, nes $I_{S\,2} = I_{D\,2}$.

2. ***Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus blokinė schema*** yra parodyta 2.316 pav.

Iš 2.316 pav. matome: įtampos $\mathcal{E}_a$ pastovumo sąlyga – $\mathcal{E}_a$ $(\Delta\mathcal{E}_o,\ \Delta R_a) \cong$ const, yra palaikoma automatiškai keičiant įrenginio ekvivalentinę vidaus varžą R_i, kuri yra parodyta brūkšninėmis linijomis. Iš Kirchhofo taisyklių galima parašyti:

$$I_v + I_{Ra} = I_s + (\mathcal{E}_o - \mathcal{E}_a)/R_i, \tag{2.883}$$



2.316 pav. Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus blokinė schema, čia: 1 – valdomas varžinis elementas; 2 – skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomas grįžtamojo ryšio įtaisas; 3 – atskaitos įtampos U_{st} įtaisas; 4 – tiesioginio poveikio valdomas grįžtamojo ryšio elementas

ir iš (2.883) gauname poveikių ir reakcijų pokyčių išraišką:

$$\Delta I_v + \Delta I_{Ra} - \Delta I_s = (\Delta\mathcal{E}_o - \Delta\mathcal{E}_a)/R_i. \tag{2.884}$$

Iš (2.884) kyla nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus veikos sąlygos.

Kai turime idealią arba jai artimą sąlygą $\mathcal{E}_a \cong \text{const}$, tai $\Delta\mathcal{E}_a \cong 0$, ir iš (2.884) matome: nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus ideali veika yra iš esmės lemiama pokyčių $\Delta\mathcal{E}_o$ ir ΔI_{Ra}, nes dažniausiai $I_v << I_s$, ir todėl galima tarti, kad $\Delta I_v \cong 0$. Todėl, esant $\Delta\mathcal{E}_o \cong 0$, tai atitinka sąlygą $\mathcal{E}_o \cong \text{const}$, turime pastoviosios įtampos stabilizatoriaus beveik idealios veikos sąlygą:

$$\Delta I_s \cong \Delta I_{Ra}, \tag{2.885}$$

o kai $\Delta I_{Ra} \cong 0$, tai atitinka sąlygą $I_{Ra} \cong \text{const}$, turime kitą pastoviosios įtampos stabilizatoriaus beveik idealios veikos sąlygą:

$$\Delta I_s \cong -\Delta\mathcal{E}_o/R_i. \tag{2.886}$$

Gautos išraiškos (2.885) ir (2.886) yra analogiškos išraiškoms (2.871) ir (2.872), tik šiuo atveju jos skiriasi savo ženklais, ir todėl tai lemia kitokius reikalavimus valdomo varžinio elemento 1 parametrams, o būtent – juo tekančios srovės I_s minimali $I_{s\,min}$ ir maksimali $I_{s\,max}$ vertės yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} I_{s\,min} &\cong I_{Ra\,min} - (\mathcal{E}_{o\,max} - \mathcal{E}_a)/R_i, \\ I_{s\,max} &\cong I_{Ra\,max} - (\mathcal{E}_{o\,min} - \mathcal{E}_a)/R_i, \end{aligned}\right\} \tag{2.887}$$

čia: $I_{Ra\,min,\,max}$ – atitinkamai mažiausia ir didžiausia apkrovos R_a srovės I_{Ra} vertės; $\mathcal{E}_{o\,min,\,max}$ – atitinkamai mažiausia ir didžiausia įėjimo įtampos $\mathcal{E}_o$ galimų pokyčių $\Delta\mathcal{E}_{o\,max}$ vertės.

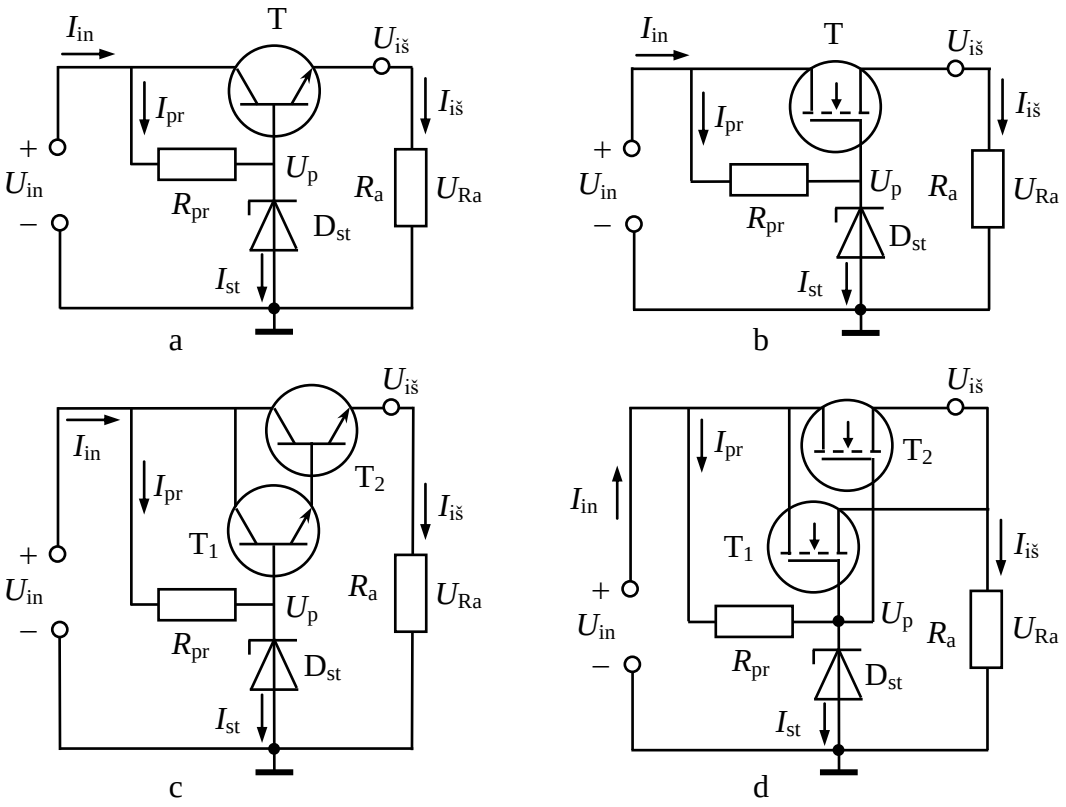
Iš (2.887) randame valdomos varžos elemento 1 būtiną didžiausią sklaidomosios galios $P_{s\,max}$ vertę:

$$P_{s\,max} \geq I_{s\,max} \cdot (\mathcal{E}_o - \mathcal{E}_a)_{\,max}. \tag{2.888}$$

Iš 2.316 pav. matome: išėjimo įtampos $\mathcal{E}_a$ pastovinimas yra gaunamas automatiškai valdant varžinį elementą 1 su grįžtamojo poveikio signalu $u_{v\,2}(t)$, kuris yra suformuojamas

skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo grįžtamojo ryšio įtaiso 2 išėjime. Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriaus (2.316 pav.) išėjime $U_{iš}$ įtampos $\mathcal{E}_a$ pastovinimo koeficientas $k_{U\,n} = \Delta\mathcal{E}_o / \Delta\mathcal{E}_a$ gali būti gerokai padidintas, įvedus papildomą tiesioginio poveikio $\mathcal{E}_o$ valdomą grįžtamojo ryšio elementą 4, kurio išėjime suformuotas grįžtamojo poveikio signalas $u_{v\,4}(t)$ taip pat veikia valdomą varžinį elementą 1. Skirtingai nuo grįžtamojo ryšio įtaiso 2, papildomai įjungtas grįžtamojo ryšio elementas 4 yra valdomas tiesiogiai stabilizuojamos įtampos $\mathcal{E}_o$ pokyčiu $\pm\Delta\mathcal{E}_a$. Kai turime $+\Delta\mathcal{E}_a$, dėl valdomojo signalo $u_{v\,4}(t)$ poveikio, varža R_i padidėja, o kai turime $-\Delta\mathcal{E}_a$, atvirkščiai – varža R_i sumažėja. Čia pasakysime, kad dažniausiai grįžtamojo ryšio elementu 4 tekanti srovė $I_{t\text{-}v} << I_s$, ir todėl jos galima nepaisyti.

Pati paprasčiausia schema, realizuojanti nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatorių (2.316 pav.), yra *įtampos pastovintuvo grandinė su vienu tranzistoriumi* T *ir stabilitronu* D_{st} – *nuoseklaus veikimo tranzistoriniai įtampos pastovintuvai*, kurių variantai yra parodyti 2.317 pav., a ir b.



2.317 pav. Nuoseklaus veikimo elementariausia pastoviosios įtampos stabilizatoriaus schema su vienu dvipoliu tranzistoriumi T (a) ir su Darlingtono tranzistoriumi T_1-T_2 (c), įjungtais į EK stiprinimo pakopas, ir su vienu indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriumi T (b), bei su dviem indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriais T_1 it T_2 (d), įjungtais į IK stiprinimo pakopas

Iš 2.317 pav., a, matome: įtampos pastovintuvo su vienu dvipoliu tranzistoriumi T, atliekančiu valdomos varžos elemento 1 funkciją ir kartu valdomo grįžtamojo ryšio įtaiso 2 funkciją, ir su vienu stabilitronu D_{st}, atliekančiu atskaitos įtampos $U_{st} = U_p$ funkciją, veika yra pagrįsta neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, kurį sudaro apkovos R_a įtampos U_{Ra} vertė išėjime $U_{iš}$, stabilitrono D_{st} pastovinimo įtampos U_p atžvilgiu. Šios įtampos yra susijusios akivaizdžia tapatybe:

$$U_{Ra} = U_p - U_{BE\,o} < U_p, \tag{2.889}$$

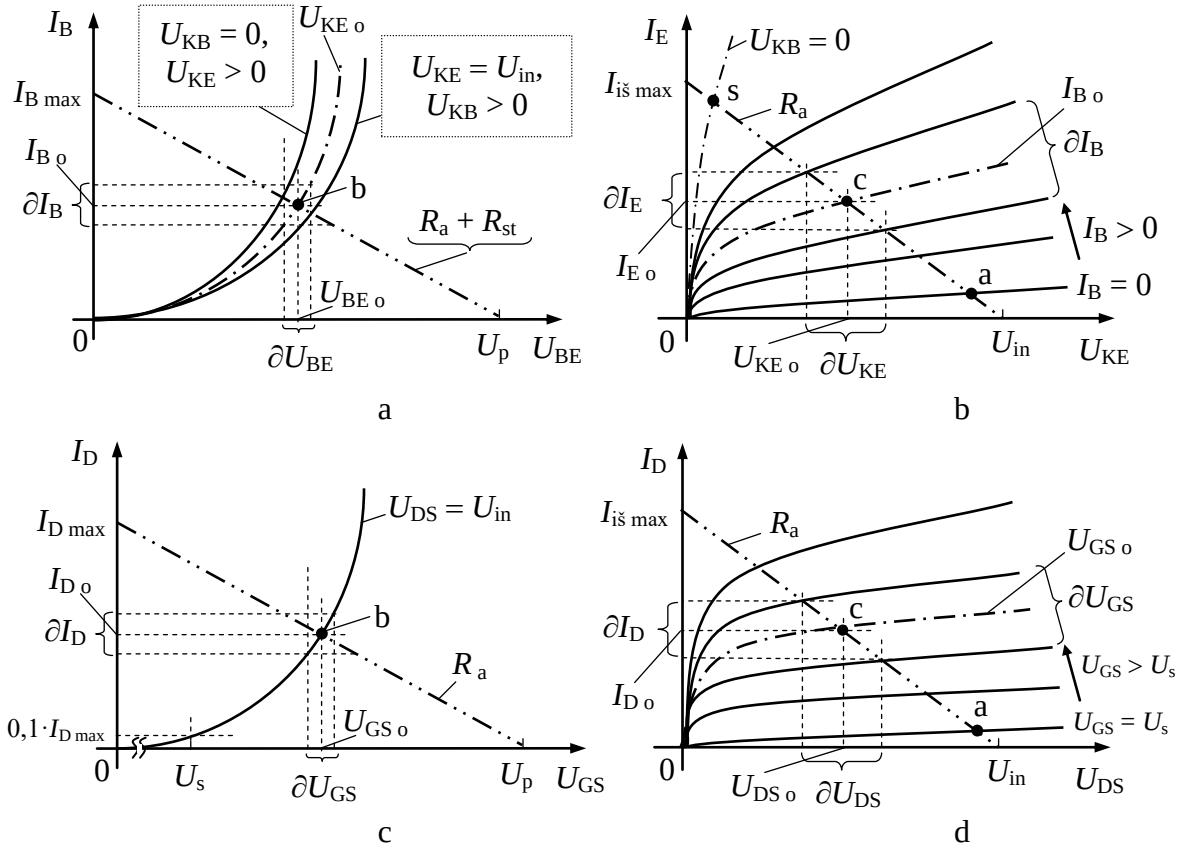
čia: $U_{BE\,o}$ – išdalies „pradaryto“ dvipolio tranzistoriaus T įtampa emiterinėje p–n sandūroje.

Iš Kirchhofo taisyklių taip pat gauname akivaizdžią sąlygą:

$$U_{\text{Ra}} = U_{\text{in}} - U_{\text{KE o}} < U_{\text{in}}, \tag{2.890}$$

čia: $U_{\text{KE o}}$ – išdalies „pradaryto“ dvipolio tranzistoriaus T kolektoriaus-emiterio įtampa.

Išėjime $U_{\text{iš}}$ nusistovėjusi įtampa U_{RA} gali būti nustatyta grafinės analizės būdu taip, kaip tai yra parodyta 2.318 pav.



2.318 pav. Dvipolio tranzistoriaus įėjimo VACh BE schemoje (a) ir išėjimo VACh EK schemoje (b) bei indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriaus perdavimo VACh (c) ir išėjimo VACh (d) BI schemoje, leidžiančios grafinės analizės būdu atlikti įtampos pastovintuvų (2.317 pav.) veikos analizę

Iš 2.318 pav., a, matome: kai įėjime U_{in} veikia stabilizuojamoji įtampą $U_{\text{in}} > U_{\text{p}}$, dėl įtampos U_{p} poveikio, tranzistoriaus T emiterio-bazės grandinėje įjungtoje apkrovos varžoje R_{a} – išėjime $U_{\text{iš}}$ nusistovi įtampa $U_{\text{Ra o}} = I_{\text{iš o}} \cdot R_{\text{a}} = U_{\text{p}} - U_{\text{BE o}}$ (2.889), čia $U_{\text{BE o}}$ vertė atitinka įėjimo VACh kreivės $I_{\text{B}}(U_{\text{BE}})|_{U_{\text{KE o}}}$ ir apkrovos ($R_{\text{a}} + R_{\text{st}}$) tiesės susikirtimo vietą veikos taške b, ir čia R_{st} – stabilitrono D_{st} varža pastoviajai srovei jo atgalinės VACh pramušimo srities veikos taške, kurio vieta priklauso nuo U_{in} ir prievaržės rezistoriaus R_{pr} varžos vertės.

Rezistoriaus R_{pr} varžos vertė yra parenkama iš sąlygų:

$$\left.\begin{aligned} &U_{\text{in min}}/R_{\text{pr}} > I_{\text{st min}} + I_{\text{B max}}, \\ &U_{\text{in max}}/R_{\text{pr}} < I_{\text{st max}}, \end{aligned}\right\} \tag{2.891}$$

čia: $I_{\text{st min, max}}$ – minimali ir maksimali atgalinė pastovioji srovė stabilitrone D_{st}, kurioms esant prasideda ir baigiasi (dėl šiluminio pramušimo) įtampos pastovinimas (stabilizavimas); $I_{\text{B max}}$ – dvipolio tranzistoriaus T bazės B srovės $I_{\text{B}} = I_{\text{pr}} - I_{\text{st}}$ maksimali vertė.

Iš 2.318 pav., a, surastų $U_{\text{BE o}}$ ir $I_{\text{B o}}$ verčių, pasinaudoję 2.318 pav., b, nustatome $U_{\text{KE o}}$ vertę ir kartu įtampos U_{Ra} vertę (2.890) išėjime $U_{\text{iš}}$. Taigi, nusistovėjus U_{Ra} vertei $U_{\text{Ra o}}$,

nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatorius (2.317 pav., a) veikia taip.

Kai dėl kokių nors išorinių priežasčių padidėja arba sumažėja stabilizuojama įtampa ($U_{in} \pm \Delta U_{in}$), tai pokytis $\pm \Delta U_{in}$ sukelia atitinkamą išėjimo $U_{iš}$ srovės $I_{iš\ o}$ padidėjimą arba sumažėjimą: $I^*_{iš\ o} = I_{iš\ o} \pm \Delta I_{iš}$, o tai, savo ruožtu, sukelia atitinkamą išėjimo $U_{iš}$ įtampos $U_{Ra\ o}$ padidėjimą arba sumažėjimą: $U^*_{Ra\ o} = U_{Ra\ o} \pm \Delta U_{Ra}$, čia $\Delta U_{Ra} = \Delta I_{iš} \cdot R_a$. Padidėjusi arba sumažėjusi įtampa $U^*_{Ra\ o}$ automatiškai sumažina arba padidina tranzistoriaus T emiterinės p–n sandūros įtampą $U^*_{BE\ o} = U_{BE\ o} \mu \Delta U_{Ra}$ (2.889), nes $U_p \cong$ const ir $U_{Ra} < U_p$. Tranzistoriaus T emiterinės p–n sandūros įtampos $U_{BE\ o}$ pokyčio $\mu \Delta U_{Ra}$ ženklas yra priešingas stabilizuojamos įtampos U_{in} pokyčiui $\pm \Delta U_{in}$, todėl turime automatiškai veikiantį neigiamąjį grįžtamąjį ryšį, dėl to padidėjus įtampai U_{in}, tranzistorius T yra „pridaromas“, o įtampai U_{in} sumažėjus – tranzistorius T yra „pradaromas“. Taigi matome, kad, dėl neigiamojo grįžtamojo ryšio poveikio, nuosekliai įjungtos įtampos pastovintuvo ekvivalentinės vidaus varžos R_i pokytis $\pm \Delta R_i$ atitinka stabilizuojamosios įtampos U_{in} pokyčio $\pm \Delta U_{in}$ ženklą, ir todėl išėjime $U_{iš}$ vertė $U_{Ra} \cong$ const – išlieka pastovi (2.890).

Analogiškai veikia ir įtampos pastovintuvo schema su vienu lauko tranzistoriumi T, kuri yra parodyta 2.317 pav., b. Iš jos matome, kad į IK stiprinimo pakopą įjungtas indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistorius T atlieka valdomos varžos elemento 1 funkciją ir kartu valdomo grįžtamojo ryšio įtaiso 2 funkciją, o stabilitronas D_{st} atlieka atskaitos įtampos $U_{st} = U_p$ funkciją. Abiejų schemų (2.317 pav., a ir b) išėjime $U_{iš}$ įtampos U_a pastovinimo koeficientas k_U yra išreiškiamas taip:

$$k_U = \partial U_{in} / \partial U_a, \tag{2.892}$$

ir ši vertė priklauso nuo šių schemų išėjimo $U_{iš}$ diferencialinės varžos $r_{iš}$:

$$r_{iš} = \partial U_a / \partial I_{iš} = \partial (U_p + U_{EB}) / \partial I_E = \partial U_{EB} / \partial I_E \cong 1/S_k = \varphi_T / I_E, \tag{2.893}$$

dvipolio tranzistoriaus T atveju;

$$r_{iš} = \partial U_a / \partial I_{iš} = \partial (U_p + U_{SG}) / \partial I_S = \partial U_{SG} / \partial I_S \cong 1/S_s, \tag{2.894}$$

vienpolio tranzistoriaus T atveju, ir iš (2.892)–(2.894) gauname:

$$k_U = \partial U_{in} / (r_{iš} \cdot \partial I_{iš}) = S \cdot \partial U_{in} / \partial I_{iš}. \tag{2.895}$$

Iš čia matome, kad k_U didėja, mažėjant $r_{iš}$ arba didėjant $S_{k,\ s}$, čia $S_{k,\ s}$ – atitinkamai dvipolio ir lauko tranzistorių diferencialinis statumas, kurio vertė dvipolio tranzistoriaus atveju siekia 20 S ir daugiau, o lauko tranzistoriaus atveju yra iki (5–10) S.

Kita vertus, išėjime $U_{iš}$ įtampos U_a pokytis $\pm \Delta U_a$ yra mažinamas stabilitrono D_{st} poveikiu, nes pastovinimo įtampos U_p pokytį $\pm \Delta U_p$ galima išreikšti taip:

$$\pm \Delta U_{iš} \sim \pm \Delta U_p = \pm \Delta U_{in} \cdot r_{st} / (r_{st} + R_{pr}) \approx \pm \Delta U_{in} \cdot r_{st} / R_{pr},$$

ir iš čia bei (2.892) galima parašyti:

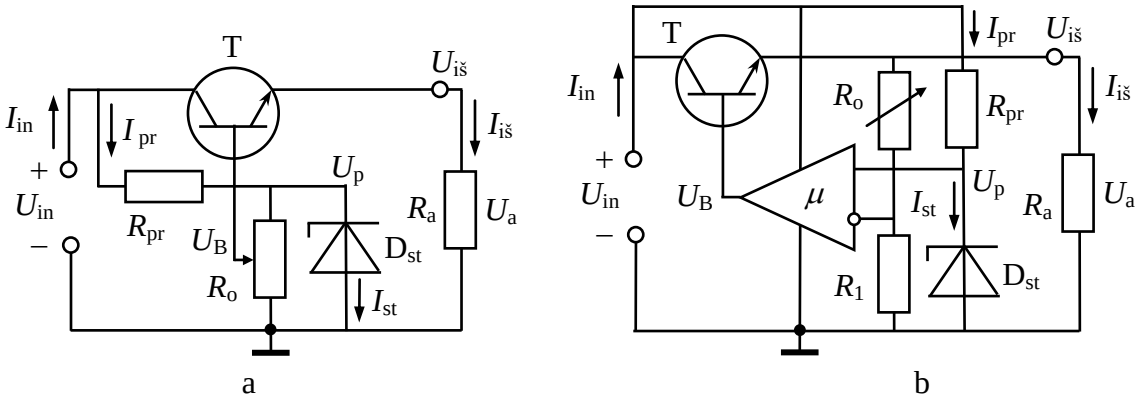
$$k_U \approx R_{pr} / r_{st}, \tag{2.896}$$

čia: r_{st} – stabilitrono D_{st} diferencialinė varža įtampos U_p pastovinimo srityje.

Akivaizdu, kad 2.317 pav., a ir b, parodytų įtampos pastovintuvų, turinčių tik vieną valdomos varžos tranzistorinį elementą, savybės mažai kuo skiriasi nuo elementariausio su vienu stabilitronu D_{st} įtampos pastovintuvo savybių. Taip pat akivaizdu, kad nuoseklaus veikimo įtampos pastovintuvo savybės gerėja, didinant valdomos varžos elemento jautrį valdančiosios srovės I_v ar įtampos U_v poveikiui. Todėl dvipolio tranzistoriaus T atveju (2.317 pav., a) yra būtina didinti koeficientą β_o, o lauko tranzistoriaus T atveju (2.317 pav., b) – statumą S_s (pirmoji d.– (1.282)). Dvipolio tranzistoriaus T atveju nuoseklaus veikimo įtampos pastovintuvo savybės labai pagerėja panaudojus Darlingtono tranzistorių (2.1.7 poskyris), tai yra parodyta 2.317 pav., c. Šioje schemoje tranzistorius T_2 yra didelės galios, o tranzistorius T_1 – vidutinės galios, ir šiuo atveju $U_{a\ o} = I_{iš\ o} \cdot R_a = U_p - 2 \cdot U_{BE\ o}$. Analogiška schema su dviem

indukutojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriais $T_{1,\,2}$, įjungtais įtampos ir srovės stiprinimo BI pakopose, yra parodyta 2.317 pav., d. Šioje schemoje tranzistorius T_2 taip pat yra didelės galios, o tranzistorius T_1 – mažos galios, arba atvirkščiai, nes šiuo atveju, kad ir kokia būtų tranzistoriaus T_2 galia, jis yra valdomas įtampos $U_{GS\,1,\,2} = U_p - U_a\cdot$poveikio.

Skirtingai nuo lygiagretaus veikimo įtampos pastovintuvo, nuoseklaus veikimo įtampos pastovintuve galima palyginti lengvai realizuoti šėjime $U_{iš}$ stabilizuojamos iįtampos U_a *tolydų valdymą*, tai yra parodyta 2.319 pav. – *tolydžiai valdomos įtampos nuoseklaus veikimo tranzistoriniai įtampos pastovintuvai*.



2.319 pav. Nuoseklaus veikimo elementariausia įtampos pastovintuvo schema su išėjimo $U_{iš}$ tolydžiai valdoma stabilizuojama įtampa U_a (a) ir patobulintas variantas su operaciniu stiprintuvu μ valdymo grandinėje (b)

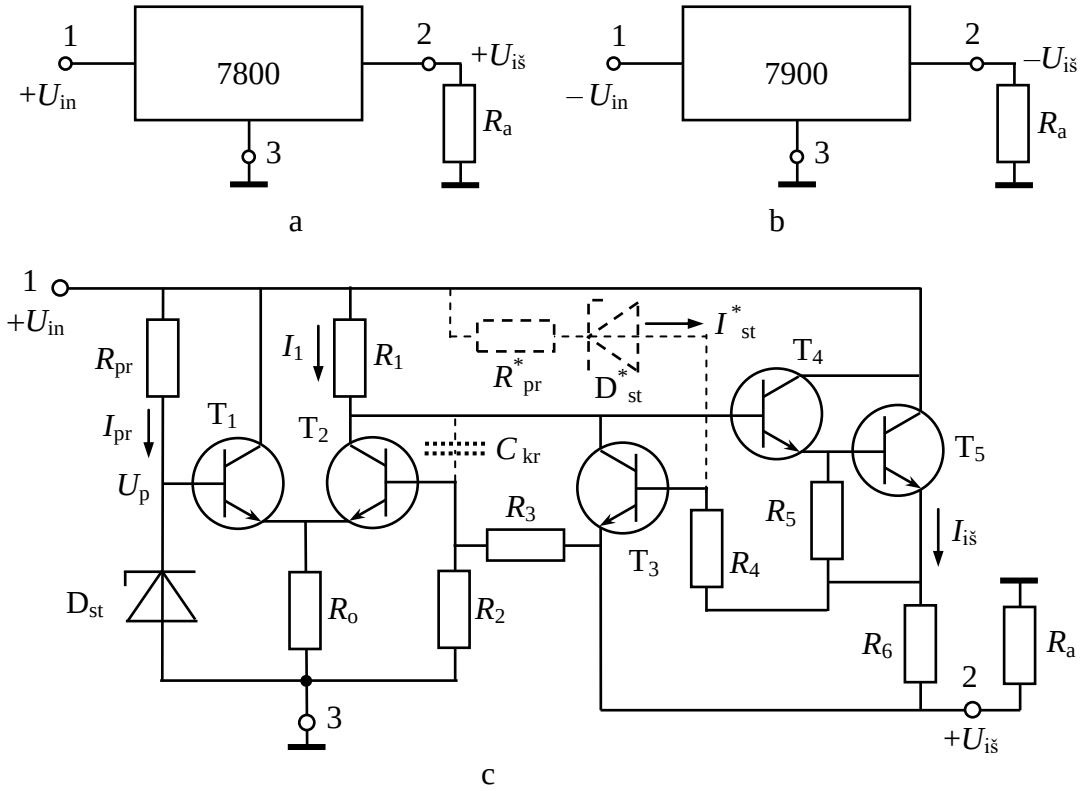
Iš 2.319 pav., a, matome: išėjime $U_{iš}$ įtampa U_a tolydžiai valdoma stabilitrono D_{st} pastovinimo įtampą U_p dalijant potenciometru R_o, kurio šliaužiklis yra sujungtas su valdomos varžos elemento – tranzistoriaus T baze B. Keičiant potenciometro R_o šliaužiklio padėtį, tranzistoriaus T bazės B įtampa U_B keičiasi nuo 0 iki U_p, todėl išėjime $U_{iš}$ įtampos vertė U_a keičiasi nuo 0 iki $U_{a\,max} = U_p - U_{BE} \cong U_p$, esant būtinai sąlygai $U_{in} > U_p$.

Jau parodėme, kad įtampos pastovintuvo stabilizavimo savybės gerėja, mažinant jo išėjimo $U_{iš}$ diferencialinę varžą $r_{iš}$, o tai yra pasiekiama didinant valdomos varžos elemento – tranzistoriaus T statumą $S_{k,\,s}$ ((2.893), (2.894)). Akivaizdu, kad valdomos varžos elemento – tranzistoriaus T valdymo efektyvumas gali būti labai padidintas, panaudojus atitinkamą stiprintuvą, pavyzdžiui, operacinį stiprintuvą μ taip, kaip tai yra parodyta 2.319 pav., b. Iš ten matome, kad šioje įtampos pastovintuvo schemoje yra panaudotas neinvertuojantis įtampos stiprintuvas (2.189 pav., a) su valdomu neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistorinių įtampos dalikliu $R_o \| R_1$, todėl išėjime $U_{iš}$ įtampos vertė U_a potenciometru R_o yra kaičiama nuo U_p iki $U_{a\,max} = U_p\cdot[1 + R_o/R_1] \le U_{in}$, čia laikome, kad $R_{BE} << R_1$, ir esant būtinai sąlygai $U_{in} > U_p$. Čia taip pat pasakysime, kad įtampos pastovintuvo schemoje 2.319 pav., b, operacinis stiprintuvas μ yra maitinamas nesimetriniu būdu, kitaip kaip įprasta (2.189 pav., a), o su „įžemintu“, pavyzdžiui, neigiamo poliškumo maitinimo grandinės kontaktu – išvadu, ir todėl $U_{in} \le 2\cdot|\pm\mathcal{E}|$, čia $\pm\mathcal{E}$ – operacinio stiprintuvo μ vieno simetrinio maitinimo peties įtampa, pavyzdžiui, ±15 V.

Akivaizdu, kad 2.314 pav., 2.315 pav., 2.317 pav. ir 2.319 pav. parodytuose teigiamos įtampos pastovintuvuose pakeitę stabilitronų D_{st} jungimo poliškmą, dvipolių tranzistorių T laidumo tipą ir lauko tranzistorių T kanalo tipą į priešingus, turėsime neigiamos įtampos pastovintuvus. Šiuo metu elektronikos pramonė gamina labai įvairius *integrinius įtampos pastovintuvus*, kurių išėjimuose $U_{iš}$ standartinės įtampos U_a vertės yra nuo ± 5 V iki ± 25 V ir daugiau, pavyzdžiui, 7800 serijos su $+U_a$ ir 7900 serijos su $-U_a$, LM 338 serijos su $\pm U_a$, ir t. t.

Integrinių įtampos pastovintuvų žymėjimas yra parodytas 2.320 pav., a ir b, ten pat pozicijoje c yra parodyta pati elementariausia – klasikinė integrinio įtampos pastovintuvo schema.

Iš 2.320 pav., c, matome: parodytas integrinis įtampos pastovintuvas yra padarytas



2.320 pav. Integrinių įtampos pastovintuvų žymėjimas (a, b) ir nuoseklaus veikimo elementariausia – klasikinė integrinio įtampos pastovintuvo schema (c)

nuoseklaus veikimo būdui ir jo valdomos varžos elementas – Darlingtono tranzistorius T_4-T_5 yra valdomas nesimetriniu diferencialiniu stiprintuvu T_1-T_2, kuris, savo ruožtu, yra valdomas neigiamojo grįžtamojo ryšio įtampos skirtumu $\Delta U_v \cong [U_p - U_a \cdot R_2/(R_2 + R_3)] \Rightarrow 0$. Iš čia matome, kad išėjime $U_{iš}$ įtampa U_a yra išreiškiama taip:

$$U_a \cdot \cong U_p \cdot [1 + (R_3/R_2)] \le |U_{in}|. \quad (2.897)$$

Iš (2.897) matome, kad integrinis įtampos pastovintuvas gali būti valdomas parenkant varžų R_3 ir R_2 santykį R_3/R_2, ir tai gali būti realizuojama atitinkama išorine rezistorine grandine taip, kaip tai parodyta 2.321 pav., a.

Iš 2.321 pav., a, matome, kad šiuo atveju išėjime $U_{iš}$ įtampa U_a yra išreiškiama taip:

$$|U_a| \cdot \cong |U_{p\,iš}| \cdot (1 + R_2/R_1) + I_{R\,2} \cdot R_2 \le |U_{in}|, \quad (2.898)$$

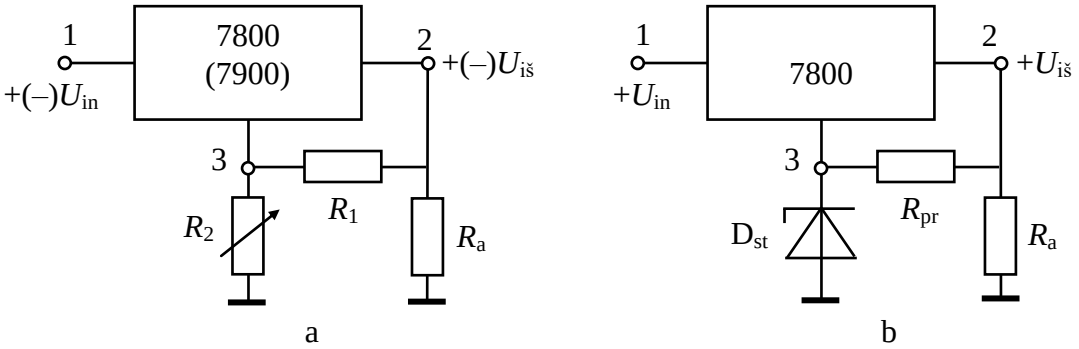
čia: $U_{p\,iš}$ – integrinio įtampos pastovintuvo išėjimo $U_{iš}$ vardinė įtampa, nurodoma gamintojo; $I_{R\,2}$ – srovė, tekanti potenciometru R_2.

Kita vertus, kai įtampos pastovintuvų išėjime $U_{iš}$ reikia gauti fiksuotos vertės padidintą įtampą $|U_a| > |U_{p\,iš}|$, kurios stabilumas būtų kuo didžiausias, yra tikslinga panaudoti papildomą išoriškai prijungiamą stabilitroną D_{st}, kurio U_p būtų reikiamos vertės, taip, kaip tai yra parodyta 2.321 pav., b.

Šiuo atveju išėjime $U_{iš}$ įtampa U_a yra išreiškiama taip:

$$|U_a| \cdot \cong |U_{p\,iš}| + |U_p| \le |U_{in}|. \quad (2.899)$$

Klasikinėje integrinio įtampos pastovintuvo schemoje (2.320 pav., c) rezistorius R_6 atlieka išėjimo $U_{iš}$ srovės $I_{iš\,max} \cong U_{in\,max}/R_6$ ribojimo funkciją, o korekcinis kondensatorius C_{kr} leidžia panaikinti galimus schemos parazitinius susižadinimus. Tranzistorius T_3 kartu su rezistoriumi R_6 taip pat atlieka išėjimo $U_{iš}$ srovės $I_{iš}$ didžiausios vertės $I_{iš\,max}$ ribojimo funkciją, nes įtampai $U_{R6} \cong I_{iš} \cdot R_6$ pasiekus vertę $\approx 0{,}6$ V (SI tranzistorių atveju), tranzistorius T_3 „atsidaro“ ir todėl sumažėja Darlingtono tranzistoriaus T_4-T_5 bazės B_4 srovė I_{B4} – jis yra



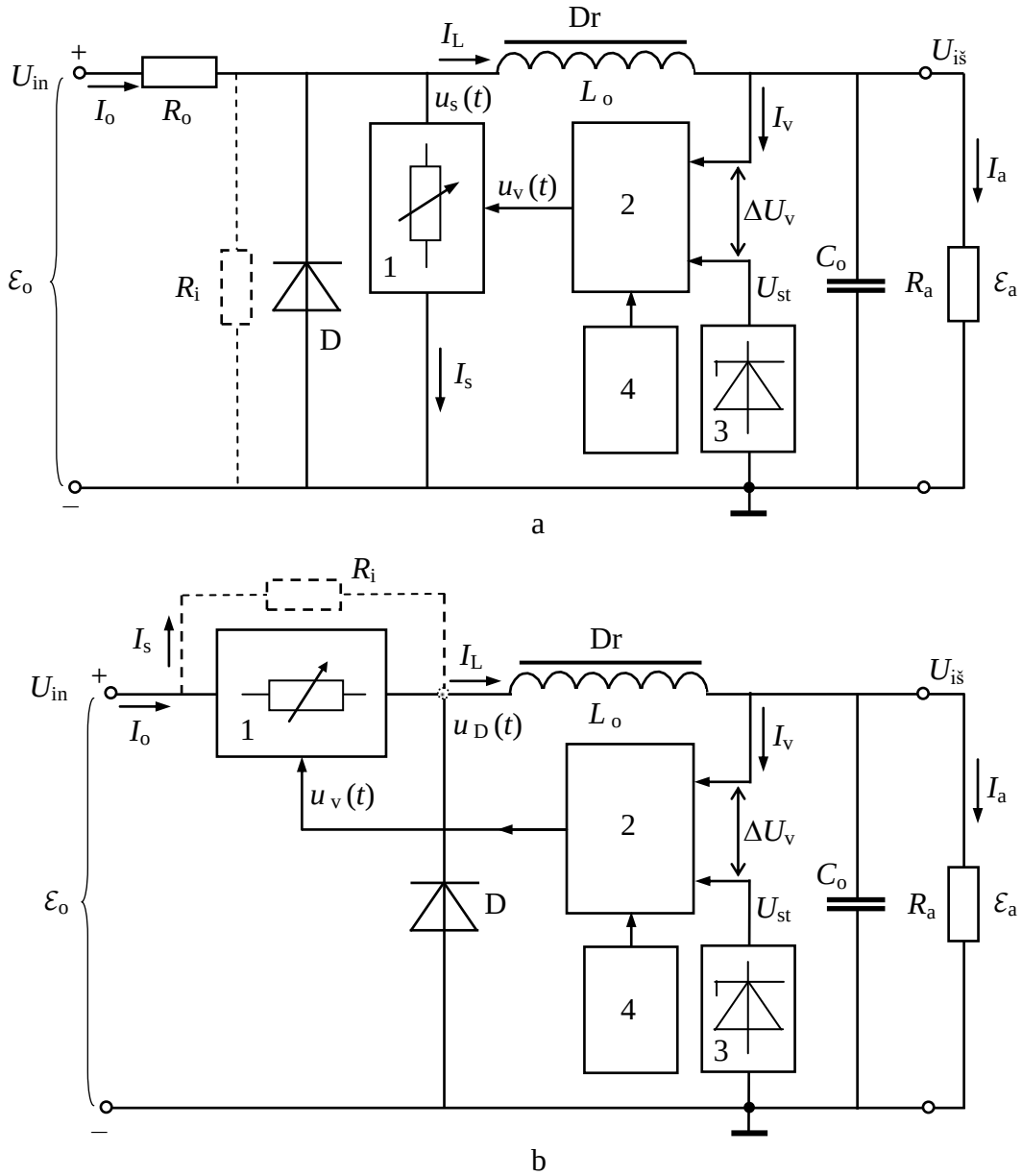
2.321 pav. Integrinių įtampos pastovintuvų išėjime $U_{iš}$ įtampos $\pm U_a$ valdymas papildomai prijungta išorine rezistorine R_1-R_2 grandine (a) ir išėjime $U_{iš}$ vardinės įtampos $U_{p\,iš}$ padidinimas papildomai įjungtu stabilitronu D_{st} (b) „pridaromas“, todėl yra ribojama srovė $I_{iš}$. Analogiškai veikia ir srovės $I_{iš}$ ribojimo papildoma

grandinė, sudaryta iš prievaržės R^*_{pr} ir papildomo stabilitrono D^*_{st}, kurio pastovinimo įtampa U^*_p. Kai įėjime U_{in} įtampa $|U_{in}| > |U_a| + |U^*_p|$, stabilitronas D^*_{st} yra pramušamas, ir šioje grandinėje atsiradusi srovė $I^*_{st} > 0$ „atidaro“ tranzistorių T_3. Todėl pirmiau aprašytu būdu yra ribojama srovė $I_{iš}$. Čia pasakysime, kad visų konstrukcijų įtampos pastovintuvose, be $I_{iš\ max}$ vertės, labai svarbus parametras yra $U_{in\ max}$, kurių vertės jokiomis sąlygomis neturi būti viršijamos. Taip pat pasakysime, kad 2.320 pav., c, parodyto integrinio įtampos pastovintuvo veikos parametrai pagerėja, kai, įėjime U_{in} kintant įtampai ($U_{in} \pm \Delta U_{in}$), srovių I_{pr} ir I_1 vertės išlieka pastovios. Ši sąlyga yra pasiekiama vietoj rezistorių R_{pr} ir R_1 įjungus pastoviosios srovės šaltinius, pavyzdžiui, tokius, kaip yra parodyta 2.179 pav. Taip pat į BU schemą vietoj rezistorių R_{pr} ir R_1 gali būti įjungti lauko tranzistoriai, kurių kanalo varža R_{DS} soties veikoje, kai lauko tranzistoriaus veikos taškas $\{I_{D\ o},\ U_{DS\ o}\}$ yra išėjimo VACh sąsmaukos srityje, atitinka srovės šaltinio veikos sąlygas. Taip pat integrinio įtampos pastovintuvo įėjime U_{in} – kontaktai 1 ir 3, bei išėjime $U_{iš}$ – kontaktai 2 ir 3, yra lygiagrečiai įjungiami pakankamos talpos kondensatoriai $C_{1\text{-}3}$ ir $C_{2\text{-}3}$, dažniausiai elektrolitiniai. Kita vertus, reikia pasakyti, kad kai dažniai sąlyginai aukšti – $f_{in} \approx$ (100–200) kHz, elektrolitinių kondensatorių kokybė labai pablogėja, ir todėl yra pageidautina juos šuntuoti geros kokybės kondensatoriais, pavyzdžiui, santykinai didelės talpos (10^3–10^4) pF keraminiais kondensatoriais.

2.7.3. Impulsiniai įtampos pastovintuvai

Anksčiau 2.7.3 poskyryje išnagrinėtuose pastoviosios įtampos stabilizatoriuose neigiamojo grįžtamojo ryšio signalu ΔU_v valdomas keičiamos varžos elementas – dvipolis arba lauko tranzistorius veikos metu yra visada „pradarytas“– jų varža $R_{KE,\ DS} > 0$, ir todėl dėl juo tekančios valdymo srovė $I_s > 0$ (2.313 pav., 2.316 pav.) išsiskiria nepageidaujama nuostolių galia $P_s = R_{KE,\ DS} \cdot I_s^2 > 0$. Tai yra esminė priežastis, lemianti šių įtampos pastovintuvų naudingosios veikos koeficiento vertę $\eta \leq 50$ %, ir tai yra esminis trūkumas. Vienas galimų būdų padidinti η vertes iki 80–90 %, yra sudaryti laike t keičiamos varžos $\tilde{R}(t)$ elemento impulsinę veiką, kurios metu valdomos varžos $\tilde{R}(t)$ elementas dalį laiko Δt_{ij} yra „įjungtos“ būsenos, kai jo varža $\tilde{R}(t)$ yra minimali $\tilde{R}_{min}$, ir todėl juo tekanti srovė $i_s(t)$ yra maksimali $I_{s\ max}$, o kitą laiko dalį $\Delta t_{išj}$ varžos $\tilde{R}(t)$ elementas yra „išjungtos“ būsenos, kai jo varža $\tilde{R}(t)$ yra maksimali $\tilde{R}_{max}$, ir todėl juo tekanti srovė $i_s(t)$ yra minimali $I_{s\ min}$. Šis procesas periodiškai kartojasi, o periodas $T = \Delta t_{ij} + \Delta t_{išj}$. Akivaizdu, kad šis pastoviosios įtampos stabilizatoriaus impulsinis veikimas gali būti panaudotas *lygiagretaus* (2.313 pav.), kai įtampos šaltinio $\mathcal{E}_o$ vidaus varža R_i yra santykinai didelė, ir *nuoseklaus* (2.316 pav.), kai R_i yra

santykinai maža, veikimo būdą realizuojančiuose įtaisuose, pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.322 pav.

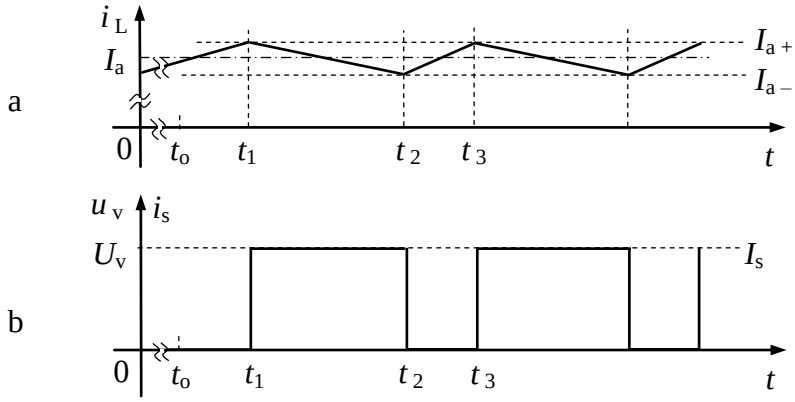


2.322 pav. Lygiagretaus (a) ir nuoseklaus (b) veikimo impulsinių pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatorių blokinės schemos, čia: 1 – valdomas varžinis elementas $\tilde{R}$ (*t*), veikiantis „rakto“ veikoje; 2 – kečiamos trukmės impulsų formuotuvas, valdomas skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$; 3 – atskaitos įtampos U_{st} įtaisas; 4 – taktinio dažnio $f_{gn} = 1/T_{gn}$ generatorius

Iš 2.322 pav. matome: lygiagretaus (2.322 pav., a) ir nuoseklaus (2.322 pav., b) veikimo impulsinių pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatorių blokinės schemos mažai kuo skiriasi nuo atitinkamų 2.313 pav. ir 2.316 pav. parodytų pastovaus veikimo įtampos $\mathcal{E}_a$ pastovintuvų. Esminis skirtumas yra tai, kad impulsiniuose pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriuose valdančiosios įtampos $u_v(t)$ poveikiu valdomas varžinis elementas 1 veikia „rakto“ veikoje – „įjungtas“ arba „išjungtas“, ir perėjimas iš šių būsenų vyksta labai sparčiai – kelių μs eilės. Kitas esminis skirtumas yra tai, kad į abi schemas yra įjungti papildomi reaktyvieji elementai – indukcijos ritė L_o (droselis Dr) ir kondensatorius C_o, bei netiesinis elementas – diodas D, kurių paskirtis paaiškės nagrinėjant impulsinio pastoviosios įtampos stabilizatoriaus veikimo principą.

Taigi, impulsinis pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatorius, pavyzdžiui, lygiagretaus veikimo (2.322 pav., a), veikia taip.

Pradiniu laiko t momentu t_o varžinis elementas 1 yra „išjungtos“ būsenos, todėl jo varža $\tilde{R}(t_o) = \tilde{R}_{max} \Rightarrow \infty$. Laiko momentu t_o įėjimą U_{in} paveikus stabilizuojamąja įtampa $\mathcal{E}_o$, įėjimo U_{in} grandinėje pradeda tekėti srovė $i_o(t)$, kuri santykinai lėtai eksponentiškai didėja laiko trukmės konstantos $\tau_{RL\,o} = L_o/R_o$ lemiama sparta, ir laiko momentu $t_1 > t_o$ pasiekia vertę I_{o+}. Per droselį Dr tekanti srovė $i_L(t_1) = I_L = I_{o+} = I_{a+}$, nes $i_s(t_1) = 0$, ir, esant formuotuvo 2 pradėjimo veikti – „įjungimo“ sąlygai: $(I_{a+} \cdot R_a) \geq U_{st}$, čia tariame, kad $I_v \cong 0$, skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo kečiamos trukmės $\Delta t(\Delta U_v)$ impulsų formuotuvo 2 išėjime yra suformuojamas atitinkamos trukmės Δt_{ij} valdantysis įjungimo impulsas $u_v(t)$, pavyzdžiui, teigiamo poliškumo. Dėl šio impulso poveikio valdomas varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „atidarytą“ būseną ir todėl per „atidarytą“ varžinį elementą 1 pradeda tekėti srovė $i_s(t)|_{t > t_1} = I_s > 0$. Dėl atsiradusios srovės $I_s > 0$ droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)|_{t > t\,1}$ pradeda mažėti ir laiko momentu $t_2 > t_1$ pasiekia vertę $i_L(t)|_{t > t\,2} = I_{o-} \cong I_{a-}$. Kai yra tenkinama akivaizdi perjungimo sąlyga $(I_{a-} \cdot R_a) \leq U_{st}$, skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo kečiamos trukmės $\Delta t(\Delta U_v)$ impulsų formuotuvo 2 išėjime yra suformuojamas atitinkamos trukmės $\Delta t_{išj}$ valdantysis išjungimo impulsas $u_v(t)$, pavyzdžiui, pauzė tarp impulsų, kurios metu $u_v(t)|_{t > t\,2} = 0$, ir dėl šios pauzės poveikio valdomas varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „uždarytą“ būseną. Todėl per „uždarytą“ varžinį elementą 1 nebeteka srovė $i_s(t)|_{t > t\,2} = 0$ ir dėl to droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)|_{t > t\,2}$ pradeda didėti, ir laiko momentu $t_3 > t_2$ pasiekia vertę $i_L(t)|_{t > t\,3} = I_{a+}$, ir dėl to varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „atidarytą“ būseną, ir t. t. – pereinamieji procesai kartojasi periodu $T = \Delta t_{ij} + \Delta t_{išj}$. Šių procesų laiko t diagramos yra parodytos 2.323 pav.



2.323 pav. Lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ impulsinio stabilizatoriaus (2.322 pav., a) veiką paaiškinančios srovių $i_L(t)$ (a), $i_s(t)$ (b) ir įtampos $u_v(t)$ (b) laiko t diagramos

Čia reikia pasakyti, kad 2.323 pav., b, parodyti valdančiosios poveikio įtampos $u_v(t)$ impulsai, kurių trukmės $\Delta t_{ij} = t_2 - t_1$ ir $\Delta t_{išj} = t_3 - t_2$, gali būti ir neigiamo poliškumo, tai priklauso nuo pasirinkto valdomo varžinio elemento 1 tipo. Iš 2.323 pav., a, matome, kad droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)$ „svyruoja“ apie išėjimo srovės $i_a(t)$ apkrovoje R_a vidutinę vertę I_a, kuri, savo ruožtu, išėjime $U_{iš}$ lemia stabilizuotos įtampos vertę $\mathcal{E}_a = I_a \cdot R_a$. Čia pasakysime, kad stabilizuotos įtampos $\mathcal{E}_a$ vertės pulsacijas $\pm \Delta \mathcal{E}_a$ labai sumažina LC– žemųjų dažnių filtras, sudarytas iš droselio Dr ir apkrovą R_a šuntuojančio kondensatoriaus C_o. Taip pat pasakysime, kad valdomas varžinis elementas 1 elektrinę galią $p_s(t) = i_s(t) \cdot u_s(t)$ naudoja tik laiko tarpais, kurių metu vyksta persijungimas iš „atidarytos“ būsenos į „uždarytą“, ir atvirkščiai, nes kai būsena „uždaryta“ – $i_s(t) = 0$, o kai „atidaryta“ – $u_s(t) \approx 0$, čia $u_s(t)$ – įtampa valdomame varžiniame elemente 1 (2.322 pav., a), taip pat diode D, kurio paskirtis – gesinti neigiamo poliškumo svyravimus, atsirandančius „užsidarant“ valdomam varžiniam elementui 1, arba

teigiamo poliškumo svyravimus, kai turime neigiamos įtampos $-\mathcal{E}_a$ impulsinį įtampos pastovintuvą.

Analogiškai veikia ir nuoseklaus veikimo impulsinis pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatorius (2.322 pav., b), kuriame pradiniu laiko momentu t_o valdomas varžinis elementas 1 taip pat yra „atidarytos“ būsenos. Todėl laiko momentu t_o paveikus įėjimą U_{in} stabilizuojamąja įtampa $\mathcal{E}_o$, įėjimo U_{in} grandinėje pradeda tekėti srovė $i_o(t)$, kuri santykinai lėtai eksponentiškai didėja laiko trukmės konstanta $\tau_{RL\,o} = L_o/R_i$ lemema sparta, ir laiko momentu $t_1 > t_o$ pasiekia vertę I_{o+}. Per droselį Dr tekanti srovė $i_L(t_1)|_{t>t_1} = I_L = I_{o+} = I_{a+}$, nes tariame, kad $i_v(t) = 0$, ir, esant akivaizdžiai formuotuvo 2 pradėjimo veikti sąlygai $-(I_{a+}\cdot R_a) \geq U_{st}$, skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo kečiamos trukmės impulsų formuotuvo 2 išėjime yra suformuojamas atitinkamos trukmės $\Delta t_{išj}$ valdomasis išjungimo impulsas $u_v(t)$, pavyzdžiui, pauzė, kurios metu $u_v(t)|_{t>t1} = 0$. Dėl šios pauzės poveikio valdomas varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „uždarytą“ būseną ir todėl per „uždarytą“ varžinį elementą 1 nebeteka srovė $i_s(t)|_{t>t_1} = 0$. Droseliu Dr tekanti srovė I_L negali akimirksniu išnykti, ir šio inertinio reiškinio nulemta srovė $i_L(t)|_{t>t_1}$ monotoniškai mažėja. Laiko momentu $t_2 > t_1$ srovė $i_L(t)$ pasiekia vertę $i_L(t)|_{t>t_2} = I_{o-} \cong I_{a-}$, ir, kai yra tenkinama formuotuvo 2 perjungimo sąlyga $(I_{a-}\cdot R_a) \leq U_{st}$, skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo kečiamos trukmės Δt (ΔU_v) impulsų formuotuvo 2 išėjime yra suformuojamas atitinkamos trukmės Δt_{ij} valdantysis įjungimo impulsas $u_v(t)$, pavyzdžiui, teigiamo poliškumo. Dėl šio impulso poveikio valdomas varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „atidarytą“ būseną ir todėl per „atidarytą“ varžinį elementą 1 pradeda tekėti srovė $i_o(t) \cong i_s(t)|_{t>t_2} = I_s > 0$. Todėl per droselį Dr tekanti srovė $i_L(t)|_{t>t_2}$ didėja ir laiko momentu $t_3 > t_2$ pasiekia vertę $i_L(t)|_{t>t_3} \cong I_{a+}$. Esant formuotuvo 2 pradėjimo veikti sąlygai $(I_{a+}\cdot R_a) \geq U_{st}$, skirtumine įtampa $\Delta U_v = \mathcal{E}_a - U_{st}$ valdomo kečiamos trukmės Δt (ΔU_v) impulsų formuotuvo 2 išėjime yra suformuojamas atitinkamos trukmės $\Delta t_{išj}$ valdantysis išjungimo impulsas $u_v(t)$ – pauzė, dėl kurios poveikio valdomas varžinis elementas 1 yra perjungiamas į „uždarytą“ būseną, ir t. t. – pereinamieji procesai kartojasi periodu $T = \Delta t_{ij} + \Delta t_{išj}$. Šių procesų laiko t diagramos yra parodytos 2.324 pav.

Iš 2.324 pav., a, matome: nuoseklaus veikimo impulsinio pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ stabilizatoriuje (2.322 pav., b) srovė $i_L(t)$, tekanti droseliu Dr, kinta taip pat (2.323 pav., b), kaip ir srovė $i_L(t)$, tekanti droseliu Dr lygiagretaus veikimo impulsiniame pastoviosios įtampos stabilizatoriuje (2.322 pav., a). Esminis skirtumas yra įtampos $u_D(t)$ kitimas (2.323 pav., c), kuris nuoseklaus veikimo impulsinio pastoviosios įtampos stabilizatoriuje (2.322 pav., b) atkartoja varžinio elemento 1 įėjime veikiančios valdančiosios poveikio įtampos $u_v(t)$ kitimą laike t, ir bendru atveju šių įtampų poliškumai gali būti skirtingi.

Droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)$ yra aprašoma elektromagnetinės indukcijos dėsniu, nusakančiu įtampos vertę $u_L(t)$ droselio Dr ritėje L_o:

$$u_L(t) = -L_o\cdot[\mathrm{d}i_L(t)/\mathrm{d}t], \tag{2.900}$$

ir iš čia matome: kai nuoseklaus veikimo impulsiniame pastoviosios įtampos stabilizatoriuje (2.322 pav., b) „rakto“ veikoje veikiantis komutuojamas varžinis elementas 1 yra nelaidžios – „uždarytos“ būsenos, tai tokiu atveju turime:

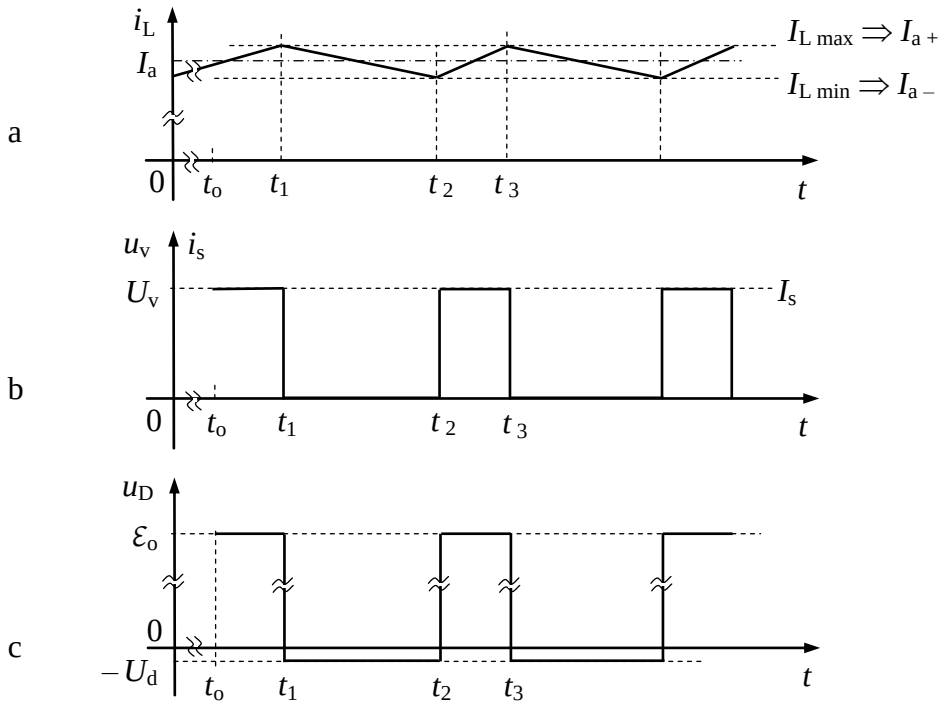
$$u_L(t)|_{\Delta t_{išj}} \cong -U_d - \mathcal{E}_a \cong -0{,}65\ \mathrm{V} - \mathcal{E}_a \approx -\mathcal{E}_a, \tag{2.901}$$

čia: U_d – „atidaryto“ diodo D įtampa, kuri Si atveju yra 0,6–0,7 V, o ženklas – yra rašomas nurodant Lenco taisyklę.

Iš (2.900) ir (2.901) gauname, kad droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)|_{\Delta t_{išj}}$ tiesiškai mažėja laiko intervale $\Delta t_{išj}$:

$$\mathrm{d}i_L(t)/\mathrm{d}t|_{\Delta t_{išj}} \cong -\mathcal{E}_a/L_o. \tag{2.902}$$

Laiko intervale Δt_{ij}, kai nuoseklaus veikimo impulsiniame pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$



2.324 pav. Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_a$ impulsinio stabilizatoriaus (2.322 pav., b) veiką paaiškinančios srovių $i_L(t)$ (a), $i_s(t)$ (b) ir įtampų $u_v(t)$ (b), bei $u_D(t)$ (c) laiko t diagramos

stabilizatoriuje (2.322 pav., b) „rakto“ veikoje veikiantis komutuojamas varžinis elementas 1 yra laidžios – „atidarytos“ būsenos, turime:

$$u_L(t)|_{\Delta t_{ij}} \cong \mathcal{E}_o - \mathcal{E}_a. \tag{2.903}$$

Per laiko tarpą Δt_{ij} droseliu Dr tekanti srovė $i_L(t)|_{\Delta t_{ij}}$ tiesiškai didėja ir galima parašyti:

$$\mathrm{d}i_L(t)/\mathrm{d}t|_{\Delta t_{ij}} \cong (\mathcal{E}_o - \mathcal{E}_a)/L_o. \tag{2.904}$$

Iš (2.902), (2.904) ir iš 2.324 pav., a, randame droseliu Dr tekančios srovės $i_L(t)$ pokyčio ΔI_L vertę:

$$\Delta I_L = I_{L\,max} - I_{L\,min} \cong \mathcal{E}_a \cdot \Delta t_{išj}/L_o \cong (\mathcal{E}_o - \mathcal{E}_a)\cdot \Delta t_{ij}/L_o, \tag{2.905}$$

ir iš čia randame:

$$\mathcal{E}_a/\mathcal{E}_o \cong \Delta t_{ij}/(\Delta t_{ij} + \Delta t_{išj}) \cong \Delta t_{ij}/T \le 1. \tag{2.906}$$

Iš (2.905) matome, kad stabilizuotos įtampos vertė $\mathcal{E}_a$ artėja prie stabilizuojamos įtampos vertės $\mathcal{E}_o$, kai $\Delta t_{ij} \Rightarrow T$, ir ši situacija nepriklauso nuo apkrovoje R_a tekančios srovės I_a tol, kol yra tenkinama sąlyga $I_a > (1/2)\cdot \Delta I_L$. Iš čia galima parašyti:

$$I_{L\,max} = I_a + (1/2)\cdot \Delta I_L, \tag{2.907}$$

ir čia įstatę atitinkamas vertes iš (2.905) ir (2.906), randame droselio Dr apvijų induktyvumo būtiną vertę $L_{o\,min}$:

$$L_{o\,min} \cong R_a \cdot T \cdot (1 - \mathcal{E}_a/\mathcal{E}_o)/[2\cdot(I_{L\,max}/I_a - 1)], \tag{2.907a}$$

čia: $R_a = \mathcal{E}_a/I_a$.

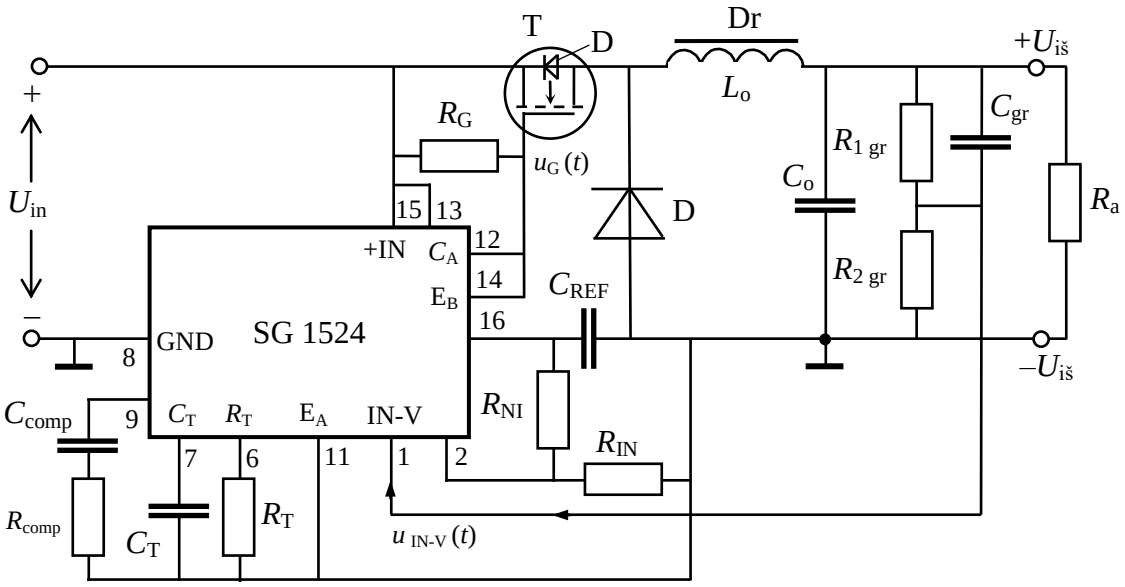
Akivaizdu, kad stabilizuotos įtampos $\mathcal{E}_a$ pulsacijos $\pm\Delta\mathcal{E}_a$ bus tuo mažesnės, kuo didesnė kondensatoriaus C_o talpa. Įtampos $\mathcal{E}_a$ pulsacijų $\pm\Delta\mathcal{E}_a$ modulį $\Delta\mathcal{E}_a$ galima išreikšti taip:

$$\Delta\mathcal{E}_a = \Delta Q_C/C_o \cong (1/C_o)\cdot[(1/2)\cdot\Delta t_{ij} + (1/2)\cdot\Delta t_{išj}]\cdot(1/4)\cdot\Delta I_L,$$

ir čia įstatę atitinkamas vertes iš (2.905) ir (2.906), randame apkrovą R_a šuntuojančio kondensatoriaus C_o būtiną minimalią vertę $C_{o\,min}$:

$$C_{\text{o min}} \cong (\mathcal{E}_\text{a}/\Delta\mathcal{E}_\text{a})\cdot T^2\cdot(1-\mathcal{E}_\text{a}/\mathcal{E}_\text{o})/(8\cdot L_{\text{o min}}). \qquad (2.908)$$

Pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_\text{a}$ impulsiniuose pastovintuvose, parodytuose 2.323 pav., aktyvusis valdomos varžos elementas 1 dažniausiai yra diskretinis didelės galios tranzistorius – dvipolis, Darlingtono, arba lauko, taip pat IKDT (angliškai IGBT) (pirmoji d.– 1.122 pav.), kurių jungimo grandinės atitinka 2.315 pav. ir 2.317 pav. parodytus atvejus. Šių elementų impulsinis veikimas „rakto“ veikoje gali būti realizuojamos daugelių būdų, pavyzdžiui, panaudojant integrinę schemą SG 1524, kurios vienas galimų jungimo į schemą variantų, realizuojantis *nuoseklaus veikimo impulsinį įtampos pastovintuvą*, yra parodytas 2.325 pav.

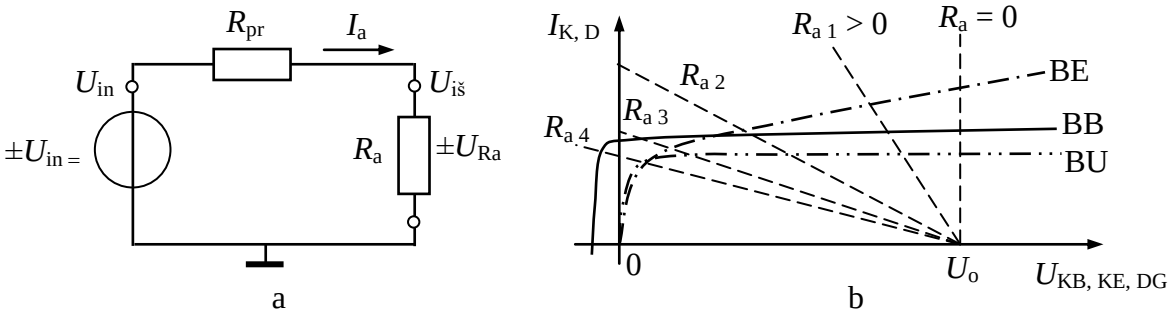


2.325 pav. Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos $\mathcal{E}_\text{a} = U_{\text{Ra}}$ impulsinio stabilizatoriaus schema su „rakto“ veikoje veikiančiu varžos elementu T – diskretiniu didelės galios indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriumi, valdomu integrine mikroschema SG 1524, generuojančia kintamos trukmės Δt_{ij} ($U_{\text{iš}}$ /U_p) ir pastovaus periodo T = const impulsinius valdymo signalus $u_\text{G}(t)$

Iš 2.325 pav. matome: šiame impulsiniame įtampos $\mathcal{E}_\text{a} = U_{\text{Ra}}$ pastovintuve valdomuoju varžiniu elementu $\tilde{R}(t)$ yra panaudotas diskretinis didelės galios indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistorius T, turintis savo konstrukcijoje apsauginį diodą D, kuris yra parodytas tranzistoriaus žymens apskritime. MOP tranzistoriaus T užtūra G yra valdoma teigiamo poliškumo impulsais $u_{\text{ G}}(t)$, kurie yra generuojami mikroschemos SG 1524 atitinkamuose išvaduose – kontaktuose 12 – C_A ir 14 – E_B. Generuojamų impulsų $u_{\text{ G}}(t)$ trukmė $\Delta t_{\text{ ij}}$ yra valdoma grįžtamojo ryšio signalu $u_{\text{ IN-V}}(t)$, kuris per įtampos rezistorinį daliklį $R_{1\text{ gr}} \| R_{2\text{ gr}}$ veikia mikroschemos SG 1524 išvadą – kontaktą 1 – IN-V, kai generuojamų impulsų pasikartojimo periodas T_{gn} = const, ir ši vertė yra nustatoma elementais C_T ir R_T, įjungtais tarp „žemės“ ir atitinkamų mikroschemos SG 1524 išvadų – kontaktų 7 – C_T ir 6 – R_T. Priklausomai nuo šių elementų verčių, generuojamų impulsų dažnis $f_{\text{gn}} = 1/T_{\text{gn}}$ = (0,1–300) kHz. Kai $R_{1\text{ gr}} = R_{2\text{ gr}}$, išėjime $U_{\text{iš}}$ turime stabilizuotą įtampą $\mathcal{E}_\text{a}$ = 5 V, esant U_{in} = (8–40) V. Čia reikia pasakyti, kad mikroschema SG 1524, taip pat kiti analogai yra universalūs, nes turi papildomą generuojamų impulsų išėjimą – kontaktą 11 – E_A, kuriame generuojamų impulsų poliškumas yra neigiamas – priešingas impulsų poliškumui kontakte 14 – E_B. Todėl mikroschema SG 1524 yra taikoma ir pastoviosios įtampos keitiklių schemose (2.7.1.2 ir 2.7.2 skirsniai) vietoj diskretinių blokinggeneratorių bei multivibratorių.

2.7.4. Pastoviosios srovės elektroniniai šaltiniai

Pagal apibrėžtį srovės šaltinis I tai toks įrenginys, kurio vidinė (išėjimo) varža $R_{\text{i}} >> >> R_{\text{a}}$, ir kuo ši nelygybė stipresnė, tuo tiksliau išsilaiko srovės $I_{\text{a}} = \text{const}$ vertė apkrovoje $R_{\text{a}} \neq \neq \text{const}$. Iš Omo dėsnio pilnajai grandinei darome išvadą, kad tai gali būti realizuojama taip, kaip tai parodyta 2.326 pav., a.

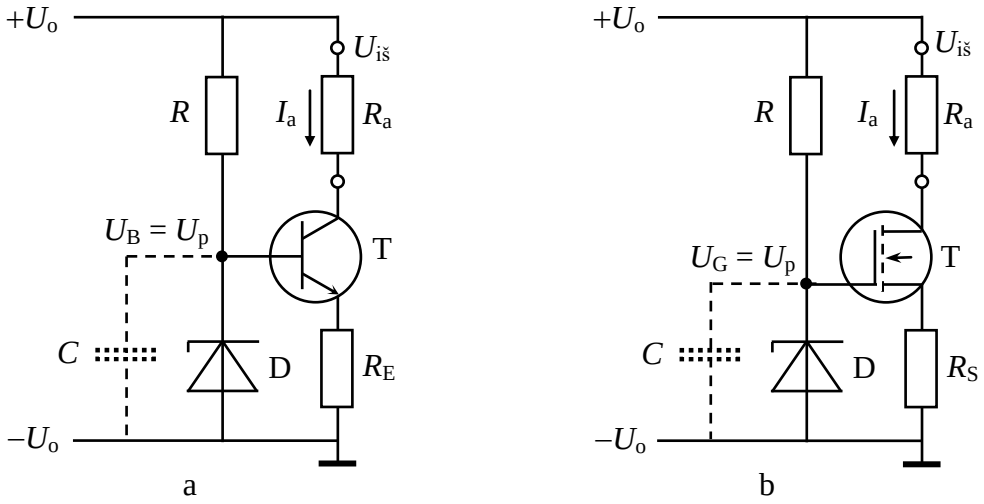


2.326 pav. Pilnoji grandinė (a), kurioje, esant sąlygai – $R_{\text{pr}} >> R_{\text{a}}$, turime $I_{\text{a}} \cong U_{\text{in}}/R_{\text{pr}} = = \text{const}$, tai atitinka srovės šaltinį I, ir dvipolio bei lauko tranzistorių išėjimo VACh atitinkamų kreivių $I_{\text{K, D}}$ ($U_{\text{KB, KE, DG}}$) šakos BB, BE ir BU jungimo schemose (b)

Iš 2.326 pav., a, matome, kad kai $R_{\text{pr}} >> R_{\text{a}}$, turime $I_{\text{a}} = U_{\text{in}=}/(R_{\text{a}} + R_{\text{pr}}) \cong U_{\text{in}=}/R_{\text{pr}} = = \text{const}$ – nepriklauso nuo R_{a}. Tačiau šiuo atveju naudingasis veikos koeficientas η yra labai mažas, nes įtampos šaltino $U_{\text{in}=}$ išskiriamos galios P_{in} didžioji dalis yra nenaudingai išsklaidoma Džaulio šilumos pavidalu prievaržės rezistoriuje R_{pr}. Nepalyginti efektyvesnis būdas sudaryti elektroninį srovės $I = \text{const}$ šaltinį yra tranzistorių išėjimo VACh savybių taikymas. Tai matyti iš 2.326 pav., b, pateiktų dvipolio ir lauko tranzistorių išėjimo VACh atitinkamų šakų kreivių $I_{\text{K, D}}$ ($U_{\text{KB, KE, DG}}$).

Iš 2.326 pav., b, matome: esant fiksuotai įtampai $U_{\text{o}} = \text{const}$, tranzistoriaus kolektoriaus K arba santakos D išėjimo grandinėje su apkrovos rezistoriumi $R_{\text{a}} \neq \text{const}$, srovės $I_{\text{K, D}} = I_{\text{a}}$ vertė apkrovos rezistoriuje R_{a} gali išlikti pastovi gana plačiame apkrovos R_{a} varžų diapazone. Srovės I_{a} vertė apkrovos rezistoriuje R_{a} yra nulemta atitinkamos išėjimo VACh kreivės $I_{\text{K, D}}$ ($U_{\text{KB, KE, DG}}$) ir apkrovos tiesės R_{a} susikirtimo vietos – veikos taško $\{I_{\text{K o, D o}}, U_{\text{KB o, KE o, DG o}}\}$, kuris, didėjant $R_{\text{a}} \geq 0$, slenka atitinkama VACh kreivės $I_{\text{K, D}}$ ($U_{\text{KB, KE, DG}}$) šaka iki $U_{\text{KB, KE, DG}} = 0$. Iš 2.326 pav., b, pateiktų VACh kreivių $I_{\text{K, D}}$ ($U_{\text{KB, KE, DG}}$) šakų matome, kad prasčiausiomis srovės šaltinio savybėmis pasižymi dvipolis tranzistorius BE schemoje, nes jo išėjimo VACh kreivių I_{K} (U_{KE}) šakos, kai $I_{\text{B}} = = \text{const}$, kitimo pobūdį lemia nepageidaujamas Erlio efektas (pirmoji d.– (1.152)). Todėl *tranzistorinis srovės šaltinis* su dvipoliu tranzistoriumi BE schemoje nėra daromas, o BB schema ir lauko tranzistoriaus atveju BU schema yra plačiai naudojamos realizuojant srovės šaltinį taip, kaip tai yra parodyta 2.327 pav.

Iš 2.327 pav., a, matome, kad ši schema atitinka srovės atspindžio (atkartojimo) schemą, kuri yra parodyta 2.177 pav. ir 2.179 pav., tik šiuo atveju stabilitronas D yra papildomai šuntuojamas kondensatoriumi C. Kitame srovės šaltinio variante, parodytame 2.327 pav., b, vietoje dvipolio tranzistoriaus T yra įjungtas lauko tranzistorius T, pavyzdžiui, indukuotojo n– kanalo MOP tranzistorius. Abi schemos veikia vienodai, būtent, pasikeitus poveikio įtampai $U^*_{\text{o}} = U_{\text{o}} \pm \Delta U$ arba apkrovos varžai $R^*_{\text{a}} = R_{\text{a}} \pm \Delta R$, neigiamojo grįžtamojo ryšio elemente – rezistoriuje R_{E} arba R_{S} tekanti atitinkama srovė $I_{\text{E, S}}$ taip pat pasikeičia dydžiu $\pm\Delta I$. Tai sukelia atitinkamą įtampos $U_{\text{RE, RS}}$ pokytį $\pm\Delta U_{\text{E, S}} = \pm\, \Delta I \cdot R_{\text{E, S}}$, o tai, savo ruožtu, „pridaro“ arba „pradaro“ tranzistorių T. Todėl turime sąlygą $I_{\text{a}} \cong \text{const}$, nes BB schemoje $U_{\text{EB}} = U_{\text{E}} - U_{\text{p}}$, o BU schemoje $U_{\text{SG}} = U_{\text{S}} - U_{\text{p}}$, čia $U_{\text{p}} = \text{const}$ – stabilitrono D pastovinimo įtampa. Taip pat pasakysime, kad abiejose 2.327 pav. parodytose schemose apkrovos tiesė R^*_{a} yra nulemta varžų R_{a} ir $R_{\text{E, S}}$ sumos $R^*_{\text{a}} = R_{\text{a}} + R_{\text{E, S}}$, tačiau dažnai $R_{\text{a}} >>$



2.327 pav. Srovės šaltinis $I_a \cong$ const su dvipoliu tranzistoriumi BB schemoje (a) ir su indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriumi BU schemoje (b)

>> $R_{E,\,S}$, ir todėl $R^*_a \approx R_a$. Iš 2.326 pav., b, matome, kad 2.327 pav. parodytos schemos veikia kaip srovės šaltiniai, kurių $I_a \cong$ const, tik tuo atveju, kai apkrovos varža R_a tenkina sąlygą:

$$\left.\begin{array}{ll} 0 \le R_a \le U_o/I_o, & \text{dvipolio tranzistoriaus atveju,} \\ 0 \le R_a \le (U_o/I_o)\cdot(1 - |U_s/U_o|), & \text{lauko tranzistoriaus atveju,} \end{array}\right\} \quad (2.909)$$

čia: I_o – stabilizuojamos srovės I_a apkrovoje R_a vertė; U_s – lauko tranzistoriaus T slenkstinė užtūros G įtampa, ir čia pasakysime, kad parašyta nelygybės sąlyga lauko tranzistoriui kyla iš apkrovos R_a tiesės lygties $I_D = (U_o/R_a)\cdot(1 - |U_{DG}/U_o|)$, kai $U_{DG} = U_k = U_s$ (pirmoji d.– (1.269), 1.90 pav.).

Dvipolio tranzistoriaus T atveju (2.327 pav., a) stabilizuojamos srovės I_a apkrovoje R_a vertė I_o priklauso nuo neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_E, ir todėl yra išreiškiama taip:

$$I_a = I_o = U_{RE}/R_E = (U_p - U_{BE\,o})/R_{E,} \quad (2.910)$$

čia: $U_{BE\,o}$ – normaliai „atidaryto“ dvipolio tranzistoriaus T emiterinės p–n sandūros įtampa, SI atveju $U_{BE\,o} \approx 0{,}6$ V.

Vienpolio tranzistoriaus T atveju (2.327 pav., b) stabilizuojamos srovės I_a apkrovoje R_a vertė I_o priklauso nuo neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_S ir todėl yra išreiškiama taip:

$$I_a = I_o = U_{RS}/R_S = (U_p - U_{GS\,o})/R_{S,} \quad (2.911)$$

čia: $U_{GS\ o}$ – normaliai „atidaryto“ vienpolio tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa, kai $U_{GS\,o} \ge U_s$, ir todėl yra būtina papildoma sąlyga $U_p \ge U_s$, kai turime indukuotojo n– kanalo MOP ir $U_p \le U_s$, kai turime įterpto n– kanalo MOP.

Iš 2.326 pav., b, taip pat matome: nagrinėjamų srovės šaltinių (2.327 pav.) vidinė – išėjimo $U_{iš}$ varža $R_i = U_o/I_{K,\,D}$ pastoviajai srovei nėra labai didelė ir gali siekti iki kelių dešimčių kiloomų. Diferencialinė vidinė – išėjimo $U_{iš}$ varža $r_i = \partial U_o/\partial I_{K,\,D}$ yra labai didelė ir gali siekti šimtus kiloomų ir daugiau. Nesunku parodyti, kad srovės šaltinio su dvipoliu tranzistoriumi T (2.327 pav., a) išėjimo $U_{iš}$ diferencialinė varža r_i yra išreiškiama taip:

$$r_i = -\partial U_o/\partial I_a \cong r_{KE}\cdot(1 + S\cdot R_E), \quad (2.912)$$

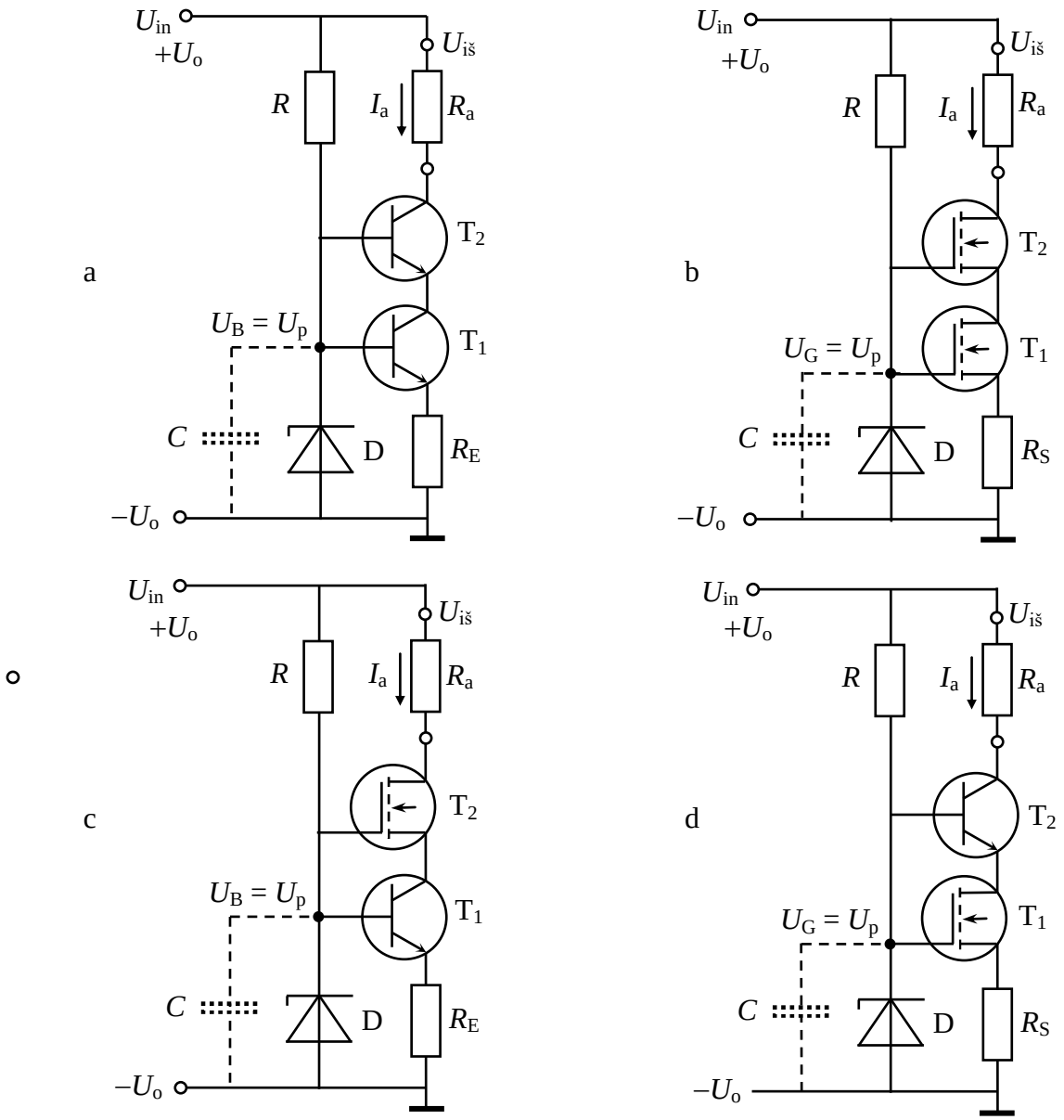
čia apytikslė lygybė yra parašyta tarus, kad $U_B = U_p$ = const, o ženklas – išreiškia neigiamąjį grįžtamąjį ryšį tarp įtampos U_o ir srovės I_a pokyčių ∂U_o ir ∂I_a – jie yra priešingi.

Analogiškai nesunku parodyti, kad srovės šaltinio su vienpoliu tranzistoriumi T (2.327 pav. b) išėjimo $U_{iš}$ diferencialinė varža r_i yra išreiškiama taip:

$$r_{\rm i} = -\partial U_{\rm o}/\partial I_{\rm a} \cong r_{\rm DS}\cdot(1 + S\cdot R_{\rm S}), \qquad (2.913)$$

čia apytikslė lygybė yra parašyta tarus, kad $U_{\rm G} = U_{\rm p} = {\rm const}$.

Akivaizdu, kad tranzistorinio srovės šaltinio savybės gali būti pagerintos taikant *kaskodinį jungimą* (2.135 pav.), pavyzdžiui, taip, kaip tai yra parodyta 2.328 pav.



2.328 pav. Srovės $I_{\rm a} \cong {\rm const}$ šaltinis su dviem dvipoliais tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ kaskodiniame jungime BB schemose (a), su dviem indukuotojo n– kanalo MOP (MDP) lauko tranzistoriais $T_{1,\ 2}$ kaskodiniame jungime BU schemose (b), su dvipoliu tranzistoriumi T_1 ir jo dinamine apkrova – indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriumi T_2 kaskodiniame jungime atitinkamai BB ir BU schemose (c), ir su indukuotojo n– kanalo MOP tranzistoriumi T_1 ir jo dinamine apkrova dvipoliu tranzistoriumi T_2 kaskodiniame jungime atitinkamai BU ir BB schemose (d)

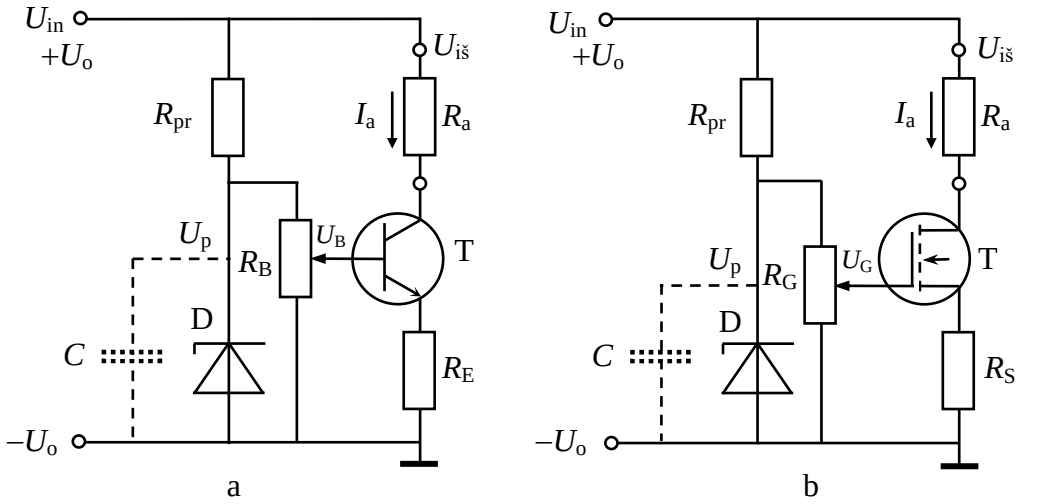
Iš 2.328 pav. matome: kaskodinės schemos atveju tranzistoriai T_1 veikia su dinamine apkrova (2.175 pav.), kurią sudaro tranzistoriai T_2, o tai, savo ruožtu, gerokai padidina tranzistorių T_1 stiprinimo savybes (2.620), ir todėl kaskodinės schemos išėjimo $U_{\rm iš}$ diferencialinė varža $r_{\rm i}$ taip pat padidėja. Mišrios kaskodinės schemos atveju, pavyzdžiui, parodytos 2.328 pav., c, išėjimo $U_{\rm iš}$ diferencialinė varža $r_{\rm i}$ yra išreiškiama taip:

$$r_{\,i} = -\partial U_o/\partial I_a \cong S_2 \cdot r_{\,KE} \cdot r_{\,DS} \cdot (1 + S_1 \cdot R_E), \qquad (2.914)$$

čia: $S_{1,\,2}$ – atitinkamai tranzistorių $T_{1,\,2}$ diferencialiniai statumai.

Analogiškai 2.328 pav., a, b ir d, parodytų kitų kaskodinių schemų $r_{\,i}$ yra išreiškiamos tokio pat pavidalo išraiška (2.914), kurioje yra padaromi pakeitimai, atitinkantys atitinkamo dvipolio arba lauko tranzistorių parametrus. Taip pat pasakysime, kad 2.328 pav. parodytų srovės šaltinių generuojama srovės I_a vertė yra išreiškiama analogiškai išraiškoms (2.910), kai T_1 yra dvipolis tranzistorius, ir (2.911), kai T_1 yra lauko tranzistorius.

2.327 pav. ir 2.328 pav. parodytų srovės šaltinių generuojama srovės I_a vertė gali būti *valdoma* taip, kaip tai yra parodyta 2.329 pav., atitinkamai modifikavus 2.327 pav. parodytas schemas – *valdomos srovės tranzistoriniai srovės šaltiniai*.



2.329 pav. Valdomos srovės $I_a\,(U_{B,\,G}) \cong$ const šaltinis su dvipoliu tranzistoriumi T BB schemoje (a) ir su indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriumi T BU schemoje (b)

Iš 2.329 pav. matome: srovės I_a valdymas yra realizuotas įtampos U_p rezistoriniu dalikliu – potenciometru $R_{B,\,G}$, kuriame, keičiant šliaužiančio kontakto padėtį, srovės I_a vertė kinta intervale: $0 \le I_a \le (U_p - U_{BE\ o,\ GS\ o})\ /R_{E,\,S}$, o bazės B ir užtūros G atitinkamos įtampos $U_{B,\,G}$ kinta intervale: $0 \le U_{B,\,G} \le U_p$.

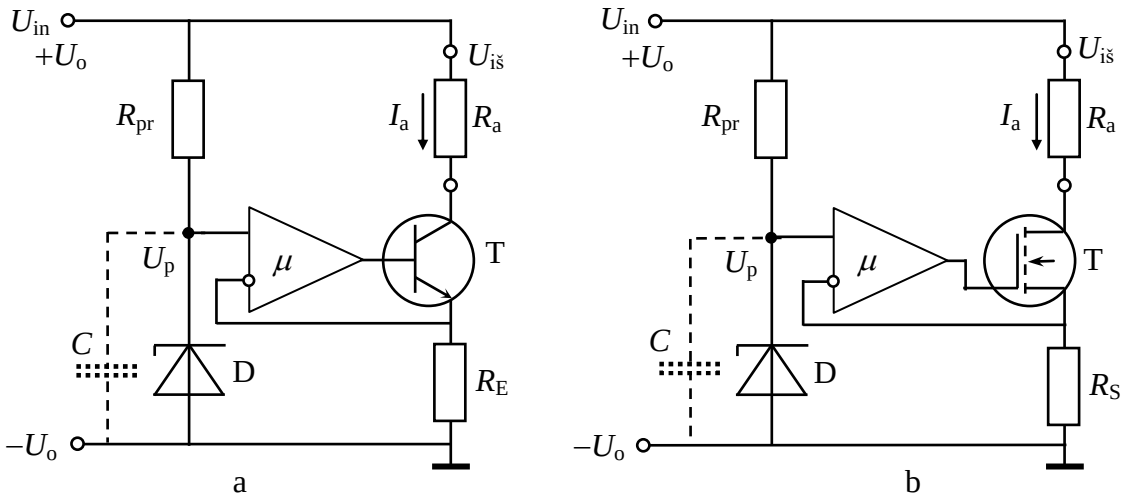
2.327–2.329 pav. parodytų srovės šaltinių esminis trūkumas yra tai, kad juose negalima tiksliai nustatyti stabilizuojamos srovės I_a vertę, nes ji priklauso nuo įtampų $U_{BE\ o}$ ir $U_{GS\ o}$ ((2.910), (2.911)), kurių vertės kiekvienu atveju nusistovi priklausomai nuo U_p vertės. Ši problema lengvai išsprendžiama panaudojus operacinį stiprintuvą OS (μ) taip, kaip tai parodyta 2.330 pav.

Iš 2.330 pav. matome: OS (μ) veikia neinvertuojančio įtampos kartotuvo principu – su šimtaprocentiniu neigiamuoju grįžtamuoju ryšiu, ir todėl rezistoriuje $R_{E,\,S}$ įtampa $U_{RE,\,S} = U_p$. Taigi, nagrinėjamu atveju stabilizuojamos srovės I_a apkrovoje R_a vertė I_o *santykinai tiksliai* priklauso tik nuo įtampos U_p ir neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus $R_{E,\,S}$. Todėl I_a yra išreiškiama taip:

$$I_a = I_o = (U_p/R_E)\cdot(1 - 1/\beta_o), \quad I_a = I_o = U_p/R_S. \qquad (2.915)$$

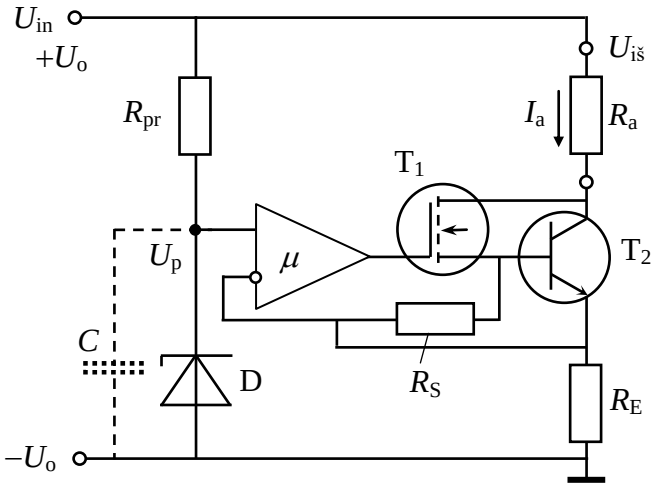
Akivaizdu, kad 2.330 pav. parodytos srovės šaltinių schemos taip pat gali būti lengvai padarytos su valdoma generuojamos srovės I_a verte taip, kaip tai yra padaryta 2.329 pav., tik šiuo atveju potenciometro $R_{B,\,G}$ šliaužiantis kontaktas yra jungiamas prie OS – (μ) neinvertuojančio įėjimo.

Iš (2.915) pateiktos srovės I_o pirmosios išraiškos matome, kad dvipolio tranzistoriaus atveju srovė $I_a = I_o$ priklauso nuo tranzistoriaus β_o, ir tai yra susiję su nenuline bazės srove $I_B \ne 0$, o lauko tranzistoriaus T atveju ((2.915) – antroji išraiška) $I_G \cong 0$, ir todėl I_o nuo lauko



2.330 pav. Tiksliai nustatomos srovės $I_a \cong$ const šaltinis su dvipoliu tranzistoriumi T BB schemoje (a) ir su indukuotojo n– kanalo MOP lauko tranzistoriumi T BU schemoje (b), kuriuose yra panaudotas operacinis stiprintuvas μ

tranzistoriaus T elektrinių parametrų nepriklauso. Čia reikia pasakyti, kad abiejų 2.330 pav. parodytų schemų pranašumai gali būti kartu realizuoti taip, kaip tai yra parodyta 2.331 pav.



2.331 pav. Tiksliai nustatomos srovės I_a šaltinis su operaciniu stiprintuvu μ ir „hibridiniu“ tranzistoriumi, sudarytu iš dvipolio T_2 ir lauko T_1 tranzistorių, sujungtų į Darlingtono tranzistorių

Iš 2.331 pav. matome: modifikuota tiksliai nustatomos srovės I_a šaltinio schema turi „hibridinį“ tranzistorių, sudarytą iš dvipolio T_2 ir lauko T_1 tranzistorių, sujungtų į Darlingtono tranzistorių, ir šios schemos stabilizuojamos srovės I_a apkrovoje R_a vertė I_o priklauso tik nuo įtampos U_p ir neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriaus R_E, ir yra išreiškiama taip:

$$I_a = I_o = U_p/R_E. \tag{2.916}$$

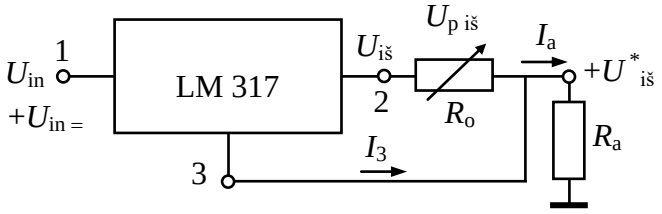
2.330 pav. ir 2.331 pav. parodytų srovės $I_a \cong$ const šaltinių vidinės – išėjimo $U_{iš}$ diferencialinės varžos r_i yra išreiškiamos taip:

$$\left.\begin{aligned} r_i &= -\partial U_o/\partial I_a \cong \beta \cdot r_{KE}, && \text{(2.330 pav., a)},\\ r_i &= -\partial U_o/\partial I_a \cong S \cdot r_{DS} \cdot \mu_o \cdot R_S, && \text{(2.330 pav., b)},\\ r_i &= -\partial U_o/\partial I_a \cong S \cdot r_{DS} \cdot \mu_o \cdot R_E. && \text{(2.331 pav.)}. \end{aligned}\right\} \tag{2.917}$$

Iš išraiškų (2.917) matome: srovės šaltinių su OS (μ) ir turinčių lauko tranzistorius,

išėjimo $U_{\text{iš}}$ diferencialinės varžos r_{i} yra kur kas didesnės už schemas, turinčias tik dvipolius tranzistorius.

Kitas alternatyvus būdas sudaryti santykinai tiksliai nustatomos srovės šaltinį kyla iš anksčiau aprašytų integrinių įtampos pastovintuvų (2.321 pav.) savybių, o būtent tai, kad su integrinių įtampos pastovintuvu galima realizuoti įtampos U_{a} ir kartu *srovės* I_{a} *pastovinimą* neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriuje R_{o}. Viena galimų šio būdo realizavimo schemų yra parodyta 2.332 pav.



2.332 pav. Santykinai tiksliai nustatomos srovės $I_{\text{a}} \cong$ const šaltinis su integrinių įtampos pastovintuvu, pavyzdžiui, LM 317

Iš 2.332 pav. pateiktos schemos matome: pastoviosios srovės I_{a} = const šaltinio savybės yra gaunamos pastovinant įtampą $U_{\text{p iš}}$ neigiamojo grįžtamojo ryšio rezistoriuje R_{o} su integriniu įtampos pastovintuvu, pavyzdžiui, serijos LM 317, kai integrinio įtampos pastovintuvo išėjime $U_{\text{iš}}$ vardinė įtampa $U_{\text{iš p}}$ yra rezistoriuje R_{o}, ir todėl turime stabilizuojamos srovės I_{a} vertę $I_{\text{o}} \cong U_{\text{p iš}}/R_{\text{o}}$, čia apytikslė vertė yra parašyta tarus, kad $I_3 \cong 0$. Čia reikia pasakyti, kad šiuo atveju srovės šaltinio išėjimo $U^{*}_{\text{iš}}$ diferencialinė varža r_{ii} yra nulemta panaudoto integrinio įtampos pastovintuvo išėjimo $U_{\text{iš}}$ – 2 diferencialinės varžos $r_{\text{i u}}$, ir šios varžos tarpusavyje yra susijusios atvirkščia priklausomybe: $r_{\text{ii}} \sim 1/r_{\text{i u}}$. Taip pat pasakysime, kad 2.332 pav. pateiktoje pastoviosios srovės I_{a} šaltinio schemoje apkrovos rezistorius R_{a} yra „įžemintas“, o tai daugeliu atvejų pageidaujamas schemotechninis sprendimas.

2.7.5. Santykinai mažos galios, iki (200–300) W pastoviosios įtampos impulsiniai keitikliai

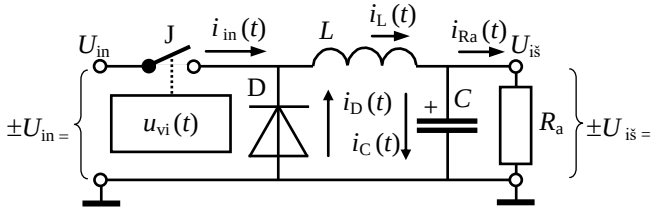
2.7.1.1–2.7.1.1.1 poskyriuose aprašyti pastoviosios įtampos-srovės keitikliai veikia šaltinio pastoviosios galios $P_{\text{in}=}$ transformacijos į kintamąją galią $P_{\sim}$ ir jos išlyginimu į išėjimo pastoviąją galią $P_{\text{iš}=}$ (0,8–0,9)·$P_{\text{in}=}$ principu, ir todėl tokio tipo įtaisų maksimalią galią $P_{\text{iš max}=}$ lemia transformatoriaus Tr parametrai, ir įprastai $P_{\text{iš max}=}$ (0,1–10) kW, ir daugiau. Tačiau akivaizdu, kad didelės galios Tr yra santykinai didelių gabaritų ir netinka kompaktiškų ir lengvų įtaisų konstrukcijose, kai galia $P_{\text{iš max}=} \leq$ (0,1–0,5) kW. Akivaizdu, kad įtampos keitikliai su Tr lengvai atlieka išėjimo įtampos $U_{\text{iš}=}$ keitimą didinimo (aukštinimo), kai $U_{\text{iš}=} > U_{\text{in}=}$, arba mažinimo (žeminimo), kai $U_{\text{iš}=} < U_{\text{in}=}$, kryptimi, ir tokie įtampos keitikliai yra vadinami „aukštinimo“ (angl. – „step-up“), arba „žeminimo“ (angl. – „step-down“). Žemiau išnagrinėsime betransformatorinius (netransformatorinius) tokio tipo pastoviosios įtampos keitiklius.

2.7.5.1. Betransformatorinis pastoviosios įtampos keitiklis „žemyn“

Akivaizdu, kad bet kokios įtampos keitimą „žemyn“ atlieka *įtampos dalikliai*, sudaryti iš radiotechninių elementų *R, L* ir *C*, pavyzdžiui, parodytas 2.42 pav. Pastoviosios įtampos daliklis gali būti sudarytas tik iš kelių rezistorių $R_{(1;\,2)}$, ir todėl jo *nvk* priklauso nuo dalinimo koeficiento $k = R_2/(R_1 + R_2) \leq 1$, ir yra mažas, įprastai *nvk* < 50 %, ir mažiau. Akivaizdu, kad santykinai didelis *nvk* = (50–90) % yra pasiekiamas naudojant nuostolių nesudarančius

elementus C ir L, kai L yra geros kokybės su maža apvijų varža $R_{\mathrm{L}} = (0{,}1–1)\ \Omega$, ir mažiau.

Įtampos keitiklio „žemyn“ pamatinė principinė-ekvivalentinė schema su reaktyviuoju elementu – induktoriumi L yra parodyta 2.333 pav.



2.333 pav. Įtampos keitiklio „žemyn“ pamatinė principinė-ekvivalentinė schema su reaktyviuoju elementu L

Iš 2.333 pav. matome, kad įėjimo U_{in} grandinėje yra įjungtas valdomas impulsiniu signalu $u_{\mathrm{vi}}(t)$ komutuojamas jungiklis J, transformuojantis įėjime U_{in} veikiančią pastoviąją įtampą $\pm U_{\mathrm{in}=}$ į $\Delta t_{\mathrm{in}} = (0–T_{\mathrm{vi}}/2)$ trukmės impulsų $u_{\mathrm{in}}(t) \equiv u_{\mathrm{vi}}(t)$ seką su amplitude $U_{\mathrm{o\,in}} \equiv U_{\mathrm{in}=}$, pasikartojimo dažniu $f_{\mathrm{in}} = 1/T_{\mathrm{vi}} \equiv f_{\mathrm{vi}}$ ir rečiu $\chi_{\mathrm{in}} = T_{\mathrm{vi}}/\Delta t_{\mathrm{in}} \equiv \chi_{\mathrm{vi}}$. Todėl įėjimo U_{in} grandinėje teka to paties dažnio f_{in} pulsuojanti srovė $i_{\mathrm{in}}(t)$, ir tai lemia pereinamuosius procesus išėjimo grandinėje $U_{\mathrm{iš}}$, sudarytoje iš nuosekliai sujungtų induktoriaus L ir $R_{\mathrm{a}}C$– grandinės – žemųjų dažnių filtro. Taip pat akivaizdu, kad šie pereinamieji procesai priklauso nuo diodo D būsenos – „atidarytas“ arba „uždarytas“.

2.333 pav. parodyta įtampos keitiklio „žemyn“ schema veikia taip.

Pirmojo takto metu, kai laiko t pradiniu momentu $t_{\mathrm{o}} = 0$ jungiklio J kontaktai yra sujungti, diodas D įtampos $U_{\mathrm{in}=}$ yra veikiamas atgaline kryptimi, todėl yra „uždarytas“ – $i_{\mathrm{D}}(t) \cong 0$, ir todėl įėjimo U_{in} grandine $(+U_{\mathrm{in}=})$-L-$(R_{\mathrm{a}}\|C)$-$(–U_{\mathrm{in}=})$ teka srovė $i_{\mathrm{in}}(t)$ kartu su atitinkamomis srovėmis $i_{\mathrm{L}}(t) \equiv i_{\mathrm{in}}(t)$, $i_{\mathrm{C}}(t)$ ir $i_{\mathrm{Ra}}(t)$ atitinkamuose įėjimo-išėjimo $U_{(\mathrm{in},\ \mathrm{iš})}$ grandinių elementuose: L, C ir R_{a}. Pasitelkę klasikinį tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodą (1.1.1 – poskyris), visas šias sroves aprašome lygčių sistema:

$$\left.\begin{aligned} &L\cdot(\mathrm{d}^2 i_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t^2) + R_{\mathrm{i}}\cdot(\mathrm{d}\,i_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t) + R_{\mathrm{a}}\cdot(\mathrm{d}i_{\mathrm{Ra}}(t)/\mathrm{d}t) = \mathrm{d}\,u_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t,\\ &L\cdot(\mathrm{d}^2 i_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t^2) + R_{\mathrm{i}}\cdot(\mathrm{d}\,i_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t) + C^{-1}\cdot i_{\mathrm{C}}(t) = \mathrm{d}u_{\mathrm{in}}(t)/\mathrm{d}t,\\ &i_{\mathrm{in}}(t) = i_{\mathrm{C}}(t) + i_{\mathrm{Ra}}(t), \end{aligned}\right\} \quad (2.918)$$

čia: R_{i} – poveikio šaltinio $U_{\mathrm{in}=}$ vidaus varža, o pirmoji ir antroji lygtys parašytos taikant antrąją Kirchhofo taisyklę atitinkamiems kontūrams: $(+U_{\mathrm{in}})$-J-L-R_{a}-$(–U_{\mathrm{in}})$ ir $(+U_{\mathrm{in}})$-J-L-C-$(–U_{\mathrm{in}})$, bei trečioji lygtis yra parašyta taikant pirmąją Kirchhofo taisyklę mazgui $U_{\mathrm{iš}}$, o poveikio funkcija $u_{\mathrm{in}}(t)$ atitinka komutuojančio signalo funkciją $u_{\mathrm{vi}}(t)$.

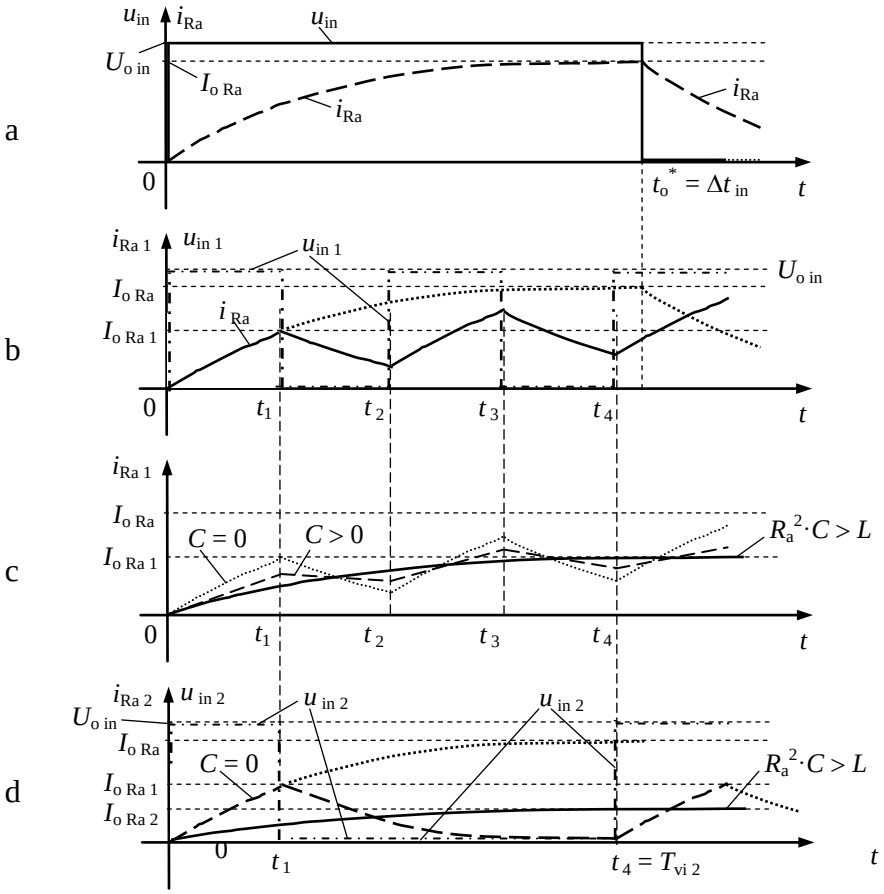
Akivaizdu, kad lygčių sistema (2.918) bendru atveju neturi analizinės išraiškos sprendinio ir yra sprendžiama su kompiuteriu skaitmeniniais metodais. Tačiau, kai $C = 0$, vienetinio šuolio $u_{\mathrm{vi}}(t) \equiv u_{\mathrm{in}}(t) = U_{\mathrm{o\,in}}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcijos atveju sprendinys $i_{\mathrm{in}}(t) \equiv$ $\equiv i_{\mathrm{L}}(t) \equiv i_{\mathrm{Ra}}(t)$ yra žinomas (2.59):

$$i_{\mathrm{Ra}}(t) = [U_{\mathrm{o\,in}}/(R_{\mathrm{a}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{L}})\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{RL\,1}}}) = I_{\mathrm{o\,Ra}}\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{RL\,1}}}), \quad (2.919)$$

čia: R_{L} – induktoriaus L apvijų varža; $I_{\mathrm{o\,Ra}} \equiv I_{\mathrm{o\,(in,\,L)}} = U_{\mathrm{o\,in}}/(R_{\mathrm{a}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{L}})$ – atitinkamos srovės $i_{(\mathrm{in},\ \mathrm{L},\ \mathrm{Ra})}(t)$ amplitudė; $\tau_{\mathrm{RL\,1}} = L/(R_{\mathrm{a}} + R_{\mathrm{i}} + R_{\mathrm{L}})$ – atitinkamos srovės $i_{(\mathrm{in},\ \mathrm{L},\ \mathrm{Ra})}(t)$ kitimo spartos laiko konstanta, kai jungiklio J kontaktai yra sujungti.

Valdymo įtampos $u_{\mathrm{in}}(t)$ ir iš (2.919) apskaičiuotos srovės $i_{\mathrm{Ra}}(t)$ laikinės diagramos yra parodytos 2.334 pav., a, kai $C = 0$ ir $\Delta t_{\mathrm{in}} \cong (2–3)\cdot\tau_{\mathrm{RL\,1}}$.

Iš 2.334 pav., a, matome, kad pirmojo takto metu, kai J kontaktai yra sujungti, srovė $i_{\mathrm{Ra}}(t) \equiv i_{\mathrm{in}}(t)$ didėja eksponentiškai (2.919) ir per laiką $\Delta t_{\mathrm{in}} \cong 2\cdot\tau_{\mathrm{RL\,1}}$ pasiekia amplitudinę vertę $I_{\mathrm{o\,Ra}}$. Antrojo takto metu, kai laiko momentu $t_{\mathrm{o}}^{*} = \Delta t_{\mathrm{in}}$ jungiklio J kontaktai yra išjungti, srovė $i_{\mathrm{in}}(t_{\mathrm{o}}^{*}) = 0$, o srovė $i_{\mathrm{Ra}}(t_{\mathrm{o}}^{*}) = I_{\mathrm{o\,Ra}}$, nes tai lemia induktoriaus L inertiškumo savybė, ir



2.334 pav. Įtampų $u_{in\,(;\,1;\,2)}(t)$ ir srovių $i_{Ra\,(;\,1;\,2)}(t)$ laikinės diagramos: a– kai $C = 0$, $\Delta t_{in} \cong (2–3)\cdot\tau_{RL\,1}$, $f_{vi} \cong 1/(4\cdot\tau_{RL\,1})$ ir $\chi_{vi} = 2$; b– kai $C = 0$, $f_{vi\,1} \cong 2\cdot f_{vi} \cong \cong 1/(2\cdot\tau_{RL\,1})$ ir $\chi_{vi\,1} = 2$; c– kai $C > 0$ ir atitinka (b) sąlygas; d– kai $\chi_{vi\,2} = 4$ ir $T_{vi\,4} \approx 2\cdot\tau_{RL\,1}$

kartu L išvaduose yra indukuojama saviindukcijos įtampa $\mathcal{E}_{L\,si} = -L\cdot di_{Ra}/dt$, kuri bendru atveju yra laiko t funkcija $\mathcal{E}_{L\,si}(t)$, ir iš čia, dėl $di_{Ra}/dt < 0$, nes srovė $i_{Ra}(t)|_{t > t_o^*}$ mažėja, įtampa $\mathcal{E}_{L\,si} > 0$, ir todėl ši įtampa diodą D veikia tiesiogine kryptimi – diodas yra „atidarytas“, ir todėl $i_D(t)|_{t > t_o^*} > 0$, o indukuota srovė $i_{Ra}(t) = I_{o\,in}\cdot e^{-t/\tau_{RL\,2}}$ – eksponentiškai mažėdama iki 0 teka ta pačia kryptimi, čia: $\tau_{RL\,2} = L/(R_D(i_{Ra}(t)) + R_L + R_a)$ – atitinkamos srovės $i_{(D,\,L,\,Ra)}(t)$ kitimo spartos laiko konstanta, kai jungiklio J kontaktai yra išjungti; $R_D(i_{Ra}(t))$ – „atidaryto“ diodo D ominė varža, kurios vertė yra surandama iš jo VACh:

$$i_{Ra}(t) \cong I_s\cdot\{\exp[u_{AK}(t)/(m\cdot\varphi_T)] - 1\}, \qquad (2.920)$$

čia: $u_{AK}(t) \cong i_{Ra}(t)\cdot R_D(i_{Ra}(t))$ – diodo D anodo-katodo įtampa; $m = (1–2)$; $\varphi_T \cong 0{,}026$ V, kai $T = 300^o$ C.

Iš 2.334 pav., a ir b, matome, kai jungiklį J komutuoja impulsiniu signalu $u_{vi}(t)$ su pasikartojimo dažniu $f_{vi} = 1/T_{vi} = 1/(4\cdot\tau_{RL\,1})$ ir rečiu $\chi_{vi} = T_{vi}/\Delta t_{in} = 2$, įtampos keitiklio „žemyn“ (2.333 pav.) išėjime $U_{iš}$, kai $C = 0$, yra formuojama teigiamo poliškumo pulsuojanti įtampa $u_{iš}(t) = i_{Ra}(t)\cdot R_a$ su amplitude $U_{o\,iš} = U_{in=}$ ir pulsacijos koeficientu $\delta_{iš} = \Delta U_{iš}/U_{o\,iš} = 1$. Akivaizdu, kad įtampos $u_{iš}(t)$ vidutinė vertė $U_{iš=} < U_{in=}$ ir, eksponentinės funkcijos $u_{iš}(t)$ atveju, vertę $U_{iš=}$ apskaičiuokite savarankiškai.

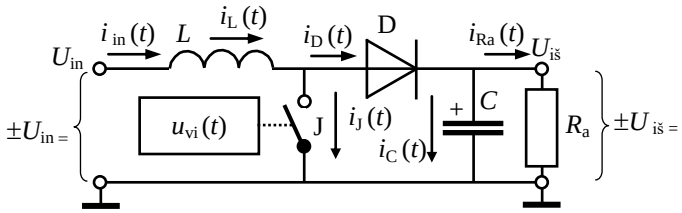
Analogiškai diodinės lyginančiosios schemos atveju, pulsacijos koeficientas $\delta_{iš}$ yra mažinamas su lygiagrečiai rezistoriui R_a prijungiamu kondensatoriumi C (2.333 pav.). Kai $\tau_{RC} = R_a\cdot C >> \tau_{RL\,(1;\,2)}$, koeficientas $\delta_{iš} \approx 0$ ir $U_{iš=} \cong 0{,}6\cdot U_{in=}$. Mažesnes $U_{iš=} < 0{,}6\cdot U_{in=}$ vertes galima gauti didinant dažnį $f_{vi} > 1/(4\cdot\tau_{RL\,1})$, ir tai yra parodyta 2.334 pav., b, kai $C = 0$, dažnis $f_{vi\,1} \cong 2\cdot f_{vi} \cong 1/(2\cdot\tau_{RL\,1})$, ir šią vertę atitinka meandro pavidalo $u_{vi\,1}(t) \equiv u_{in\,1}(t)$ kreivė su $\chi_{vi\,1} =$

= 2, ir tai 2.334 pav., b, yra parodyta brūkšninėmis-taškinėmis tiesių atkarpomis. Šiuo atveju matome, kad laiko momentu $t_1 = \Delta t_{\text{in }1}$ – jungiklio J sujungtų ir atjungtų kontaktų veikos trukmė, srovė $i_{\text{Ra }1}(t)$ didėja eksponentiškai (2.919) ir per laiką $\Delta t_{\text{ in }1} \cong \tau_{\text{ RL }1}/2$ pasiekia amplitudinę vertę $I_{\text{o Ra }1} < I_{\text{o Ra}}$. Kai laiko momentu t_1 jungiklio J kontaktai yra išjungti, srovė $i_{\text{ in}}(t_1) = 0$, o srovė $i_{\text{Ra }1}(t_1) = I_{\text{o Ra }1} < I_{\text{o Ra}}$ ir, eksponentiškai mažėdama, laiko momentu $t_2 \cong$ $\cong 2 \cdot t_1$ sumažėja iki $i_{\text{Ra }1}(t_2)$, tenkinančios sąlygą: $0 < i_{\text{Ra }1}(t_2) < I_{\text{o Ra }1}$ (2.334 pav., b). Laiko momentu t_2 jungiklio J kontaktai yra sujungti ir srovė $i_{\text{Ra }1}(t)|_{t > t_2}$, eksponentiškai didėdama, laiko momentu $t_3 \cong 3 \cdot t_1$ padidėja iki $i_{\text{Ra }1}(t_3)$, tenkinančios sąlygą: $I_{\text{o Ra }1} < i_{\text{Ra }1}(t_3) < I_{\text{o Ra}}$, ir t. t., srovė $i_{\text{Ra }1}(t)$ svyruoja apie $I_{\text{o Ra }1}$ vertę su $\delta_{\text{ iš }1} < 1$. Čia taip pat $\delta_{\text{ iš }1}$ sumažina kondensatoriumi $C > 0$ (2.334 pav., c) ir, kai $\tau_{\text{RC}} >> \tau_{\text{RL (1; 2)}}$, koeficientas $\delta_{\text{iš }1} \approx 0$, o $U_{\text{iš }=} \cong$ $\cong 0{,}5 \cdot U_{\text{in }=}$, kai $f_{\text{vi }1} \cong 2 \cdot f_{\text{vi}}$, ir $U_{\text{iš }=} \cong 0{,}42 \cdot U_{\text{in }=}$, kai $f_{\text{vi }1} \cong 3 \cdot f_{\text{vi}}$, ir t. t. iki $U_{\text{iš }=} \cong 0{,}4 \cdot U_{\text{in }=}$, kai $f_{\text{vi }1} \cong 10 \cdot f_{\text{vi}}$. Iš čia matome, kad didinant f_{vi} iki 10 kartų nuo pradinės vertės $f_{\text{vi o}} = 1/(4 \cdot \tau_{\text{RL }1})$, kai $\chi_{\text{vi}} = 2$, įtampą $U_{\text{iš }=}$ galima sumažinti iki 2,5 kartų. Akivaizdu, kad $U_{\text{iš }=}$ galima sumažinti ir keičiant χ_{vi}, kai $f_{\text{vi}} = \text{const}$, ir tai yra parodyta 2.334 pav., d.

Iš 2.334 pav., d, matome, kai jungiklį J komutuoja signalu $u_{\text{vi }2}(t)$ su $\chi_{\text{vi }2} = 4$ ir periodu $T_{\text{vi }2} \approx 2 \cdot \tau_{\text{RL }1}$, per laiką $\Delta t_{\text{in }1}$ srovė $i_{\text{Ra }2}(t)$ didėja eksponentiškai (2.919) ir laiko momentu t_1 pasiekia amplitudinę vertę $I_{\text{o Ra }1}$. Laiko momentu t_1 jungiklio J kontaktai yra išjungti ir srovė $i_{\text{ in}}(t_1) = 0$, o srovė $i_{\text{Ra }2}(t_1) = I_{\text{o Ra }1} < I_{\text{o Ra}}$ ir, eksponentiškai mažėdama, laiko momentu $t_4 \cong$ $\cong T_{\text{vi }2}$ sumažėja iki 0, ir t. t. įtaiso išėjime $U_{\text{iš}}$ turime teigiamo poliškumo pulsuojančią įtampą $u_{\text{ iš}}(t) = i_{\text{Ra }2}(t) \cdot R_{\text{a}}$ su amplitude $U_{\text{o iš}} = I_{\text{o Ra }2}(t) \cdot R_{\text{a}} < U_{\text{in }=}$ ir pulsacijos koeficientu $\delta_{\text{iš }2} = 1$. Čia taip pat $\delta_{\text{ iš }2}$ sumažina kondensatoriumi $C > 0$ (2.334 pav., d) ir, kai $\tau_{\text{ RC}} >> \tau_{\text{ RL (1; 2)}}$, koeficientas $\delta_{\text{iš }2} \approx 0$, o įtampa $U_{\text{iš }=} \cong (1\text{–}0{,}1) \cdot U_{\text{in }=}$, t. y., didinant χ_{vi}, kai $f_{\text{vi}} = \text{const}$, įtampą $U_{\text{iš }=}$ galima sumažinti iki 10 kartų.

2.7.5.2. Betransformatorinis pastoviosios įtampos keitiklis „aukštyn“

Įtampos keitiklio ,,aukštyn“ pamatinė principinė-ekvivalentinė schema su reaktyviuoju elementu – induktoriumi L yra parodyta 2.335 pav.



2.335 pav. Įtampos keitiklio ,,aukštyn“ pamatinė principinė-ekvivalentinė schema su reaktyviuoju elementu – induktoriumi L

Iš 2.335 pav. matome, kad įėjimo U_{in} grandinė yra sudaryta iš nuosekliai sujungtų reaktyviojo elemento – induktoriaus L ir valdomo impulsiniu signalu $u_{\text{vi}}(t)$ komutuojamo jungiklio J, transformuojančio nuosekliai sujungtų induktoriaus L ir diodo D jungimo mazge įtampą $u_{\text{LD-}\perp}(t)$ į $\Delta t_{\text{ in}} = T_{\text{vi}}/2$ trukmės impulsų $u_{\text{ in}}(t)$ seką su amplitude $U_{\text{o in}} \equiv U_{\text{in }=}$, pasikartojimo dažniu $f_{\text{in}} \equiv f_{\text{vi}} = 1/T_{\text{vi}}$ ir $\chi_{\text{in}} \equiv \chi_{\text{vi}} = 2$. Todėl išėjimo $U_{\text{iš}}$ grandinėje teka to paties dažnio f_{in} pulsuojanti srovė $i_{\text{ iš}}(t) \equiv i_{\text{Ra}}(t)$, ir tai lemia pereinamuosius procesus išėjimo grandinėje $U_{\text{iš}}$, sudarytoje iš nuosekliai sujungtų diodo D ir $R_{\text{a}}C$– grandinės – žemųjų dažnių filtro. Taip pat akivaizdu, kad šie pereinamieji procesai priklauso nuo diodo D būsenos – ,,atidarytas“ arba ,,uždarytas“.

2.335 pav. parodyta įtampos keitiklio ,,aukštyn“ schema veikia taip.

Pirmojo takto metu, kai laiko t pradiniu momentu $t_{\text{o}} = 0$ jungiklio J kontaktai yra sujungti, diodas D įtampos $U_{\text{in }=}$ yra veikiamas tiesiogine kryptimi, tačiau įtampą $u_{\text{LD-}\perp}(t) \cong 0$,

ir todėl diodas D yra „uždarytas“ – $i_{\rm D}(t) \cong 0$, ir todėl įėjimo $U_{\rm in}$ grandine $(+U_{\rm in\,=})$-L-J-$(-U_{\rm in\,=})$ teka srovė $i_{\rm in}(t) \equiv i_{\rm L}(t) > 0$, kai išėjimo $U_{\rm iš}$ grandinės elementuose L, C ir $R_{\rm a}$ atitinkamos srovės $i_{\rm D}(t) = i_{\rm C}(t) = i_{\rm Ra}(t) \equiv i_{\rm iš}(t) \cong 0$. Pasitelkę klasikinį tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodą (1.1.1 – poskyris), srovę $i_{\rm in}(t)$ aprašome lygtimi:

$$L\cdot(\mathrm{d}^2 i_{\rm in}(t)/\mathrm{d}t^2) + R_{\rm i}\cdot(\mathrm{d}\,i_{\rm in}(t)/\mathrm{d}t) = \mathrm{d}\,u_{\rm in}(t)/\mathrm{d}t. \qquad (2.921)$$

čia poveikio funkcija $u_{\rm in}(t)$ atitinka komutuojančio signalo funkciją $u_{\rm vi}(t)$, kuri atitinka vienetinio šuolio $u_{\rm in}(t) = U_{\rm in\,=}\cdot 1(t)$ – Hevisaido funkcijos atvejį, ir todėl sprendinys $i_{\rm in}(t) \equiv i_{\rm L}(t)$ yra žinomas (2.59):

$$i_{\rm in}(t) = [U_{\rm in\,=}/(R_{\rm L} + R_{\rm i})\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\rm RL\,1}}) = I_{\rm o\,in\,1}\cdot(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\rm RL\,1}}), \qquad (2.922)$$

čia: $I_{\rm o\,in\,1} \equiv I_{\rm o\,L\,1} = U_{\rm in\,=}/(R_{\rm L} + R_{\rm i})$ – srovių $i_{\rm (in,\,L)}(t)$ amplitudės; $\tau_{\rm RL\,1} = L/(R_{\rm L} + R_{\rm i})$ – srovių $i_{\rm (in,\,L)}(t)$ kitimo spartos laiko konstanta, kai jungiklio J kontaktai yra sujungti.

Poveikio įtampos $u_{\rm in}(t)$ ir iš (2.921) apskaičiuotos srovės $i_{\rm in}(t)$ laikinės diagramos, kai jungiklio J kontaktai yra sujungti laiko tarpe nuo 0 iki $t_1 = \Delta t_{\rm in} \cong (2\text{–}3)\cdot\tau_{\rm RL\,1}$ ir $C = 0$, yra parodytos 2.336 pav., a.

Iš 2.336 pav., a, matome, kad pirmojo takto metu – laiko intervale 0–t_1, srovė $i_{\rm in}(t) \equiv i_{\rm L}(t)$ didėja eksponentiškai (2.921) ir per laiką $\Delta t_{\rm in} \cong 2\cdot\tau_{\rm RL\,1}$ pasiekia amplitudinę vertę $I_{\rm o\,in\,1}$. Antrojo takto metu, kai jungiklio J kontaktai yra išjungti, laiko momentu $t_1 = \Delta t_{\rm in}$ jungikliu J tekanti srovė $i_{\rm J}(t_1) = 0$, o srovė $i_{\rm L}(t_1) = I_{\rm o\,in\,1}$, nes tai lemia induktoriaus L inertiškumo savybė, ir kartu L išvaduose yra indukuojama saviindukcijos įtampa $\mathcal{E}_{\rm L\,si} = -L\cdot\mathrm{d}i_{\rm L}/\mathrm{d}t$, kuri bendru atveju yra laiko t funkcija $\mathcal{E}_{\rm L\,si}(t)$, ir iš čia, dėl $\mathrm{d}i_{\rm L}/\mathrm{d}t < 0$, nes srovė $i_{\rm L}(t)|_{t > t_1}$ mažėja, įtampa $\mathcal{E}_{\rm L\,si} > 0$ ir diodas D yra veikiamas suminės įtampos $u_{\rm D\perp}(t)|_{t > t_1} = U_{\rm in\,=} + \mathcal{E}_{\rm L\,si} > 0$ tiesiogine kryptimi – diodas D yra „atidarytas“, ir todėl nuoseklia grandine: L-D-$R_{\rm a}$, kai $C = 0$, teka srovė $i_{\rm in}(t)|_{t > t_1} \equiv i_{\rm (L,\,D,\,Ra)}(t)$, kurią aprašome lygtimi:

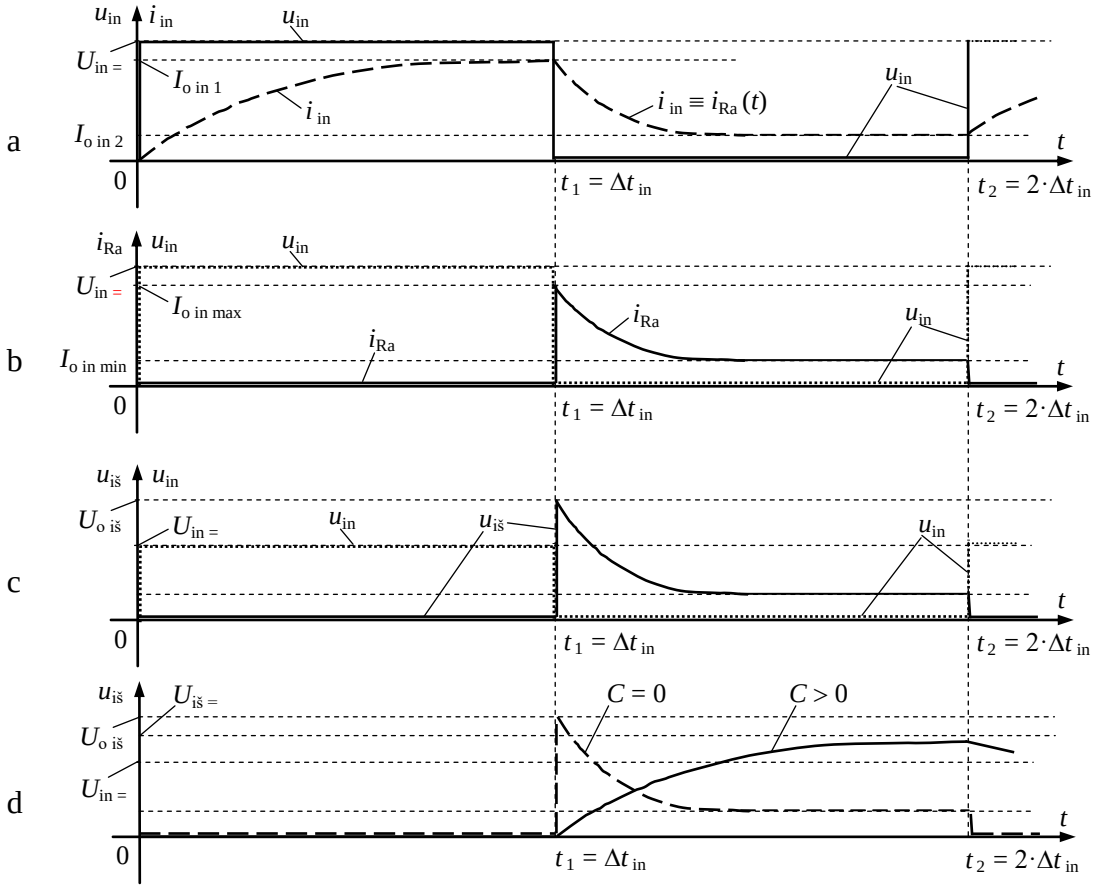
$$U_{\rm in\,=} + |L\cdot(\mathrm{d}^2 i_{\rm in}(t)/\mathrm{d}t^2)| = i_{\rm in}(t)\cdot R_{\rm D}(i_{\rm in}(t)) + i_{\rm in}(t)\cdot R_{\rm a}, \qquad (2.923)$$

čia vertė $R_{\rm D}(i_{\rm in}(t))$ yra surandama iš (2.920).

Akivaizdu, kad lygčių sistema (2.920), (2.922) ir (2.923) bendru atveju neturi analizinės išraiškos sprendinio ir yra sprendžiama su kompiuteriu skaitmeniniais metodais. Iš (2.920), (2.922) ir (2.923) apskaičiuota srovės $i_{\rm Ra}(t) \equiv i_{\rm in}(t)$ laikinė diagrama antrojo takto metu – laiko intervale t_1–t_2, kai $\tau_{\rm RL\,2} = L/(R_{\rm L} + R_{\rm i} + R_{\rm D}(i_{\rm in}(t)) + R_{\rm a}) < \tau_{\rm RL\,1}$, yra parodyta 2.336 pav., a, laiko intervale $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \Delta t_{\rm in}$.

Iš 2.336 pav., a, matome, kad jungiklio J kontaktų išjungimo metu – laiko intervale $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \Delta t_{\rm in}$, srovė $i_{\rm Ra}(t) \equiv i_{\rm in}(t)$ mažėja eksponentiškai ir per laiką $\Delta t^* \cong 2\cdot\tau_{\rm RL\,2} < \Delta t_{\rm in}$ pasiekia minimalią vertę $I_{\rm o\,in\,2} = U_{\rm in\,=}/(R_{\rm i} + R_{\rm L} + R_{\rm D}(i_{\rm in}(t)) + R_{\rm a}) < I_{\rm o\,in\,1}$.

2.336 pav., b, yra parodyta srovės $i_{\rm Ra}(t)$ – ištisinės kreivės, ir įtampos $u_{\rm in}(t)$ – taškinės kreivės, laikinės diagramos laiko t intervale $\Delta t_{\rm Tvi} = t_2 - t_{\rm o} = 2\cdot\Delta t_{\rm in} = T_{\rm vi} \equiv T_{\rm in}$ – poveikio signalo $u_{\rm in}(t)$ periodas. Akivaizdu, kad išėjime $U_{\rm iš}$ įtampa $u_{\rm iš}(t) = i_{\rm Ra}(t)\cdot R_{\rm a}$ atkartoja laiko diagramą $i_{\rm Ra}(t)$ (2.336 pav., b), ir tai yra parodyta 2.336 pav., c, ir iš čia matome, kad $U_{\rm o\,iš} > U_{\rm in\,=}$, ir todėl turime įtampos keitiklį „aukštyn“. Kai $C = 0$, įtampos $u_{\rm iš}(t)$ pulsacijos koeficientas $\delta_{\rm iš} = 1$ ir čia taip pat kondensatoriumi $C > 0$ sumažina koeficientą $\delta_{\rm iš} < 1$, ir tai yra parodyta 2.336 pav., d. Vertė $U_{\rm o\,iš}$, kartu ir $U_{\rm iš\,=}$, tiesiogiai proporcingai priklauso nuo laiko konstantos $\tau_{\rm RL\,1} = L/(R_{\rm L} + R_{\rm i})$ ir, kai $\tau_{\rm RL\,1} \cong 2{,}2\cdot\Delta t_{\rm in}$, įtampa $U_{\rm o\,iš} = U_{\rm o\,iš\,max} \cong L\cdot\mathrm{d}i_{\rm in}/\mathrm{d}t$ ir $U_{\rm o\,iš} >> U_{\rm in\,=}$, iki 10 kartų ir daugiau. Iš čia matome, kad $U_{\rm o\,iš\,max}$ vertę lemia du faktoriai: 1– jungiklio J komutavimo metu suformuotų impulsų $u_{\rm in}(t)$ frontų $t_{\rm r,\,f}$ trukmės ir 2– srovės $i_{\rm in}(t) = u_{\rm in}(t)/(R_{\rm i} + R_{\rm L})$ amplitudės $I_{\rm o\,in} = U_{\rm in\,=}/(R_{\rm i} + R_{\rm L})$ vertė, ir iš čia – varžų $R_{\rm i}$ ir $R_{\rm L}$ vertės turi būti minimalios. Komutuojamas jungiklis J gali būti elektromechaninis, pavyzdžiui, panašios konstrukcijos parodytos 2.300 pav., b, arba elektroninis be mechaninių judančių kontaktų, kurį įprasta vadinti *puslaidininkine rele*. Akivaizdu, kad puslaidininkinių relių schemotechninių sprendimų gali būti santykinai daug. Tačiau visuose schemose



2.336 pav. Įtampų $u_{(in;\ iš)}(t)$ ir srovių $i_{(in;\ Ra)}(t)$ laikinės diagramos: a–c– kai $C = 0$, $\Delta t_{in} \cong (2–3){\cdot}\tau_{RL\,1}$, $f_{in} \cong 1/(4{\cdot}\tau_{RL\,1})$ ir $\chi_{in} = 2$; d– kai $C = 0$ ir $C > 0$, esant (a–c) sąlygoms

komutuojamuoju elementu yra naudojami aktyvieji elementai: dvipoliai bei lauko tranzistoriai veikiantys „rakto veikoje“, kai tranzistorius yra „išjungtoje“ arba „įjungtoje“ būsenose, tiristoriai (2.2.5. poskyris) bei trijakai, opto-puslaidininkinės relės su šviesos ir foto diodais, bei opto-tranzistoriais. Dauguma šių prietaisų veikia impulsinėje „rakto veikoje“ ir su jų konstrukcijų ypatybėmis bei veikos savybėmis susipažinkite savarankiškai.

Pabaigai reikia pasakyti, kad daugelis šioje mokomojoje priemonėje pateiktų elektroninių įrenginių šiuo metu yra realizuojami skaitmeninės elektronikos principais, o analoginiai elektriniai signalai yra keičiami į juos atitinkančius skaitmeninio signalo kodus, kurie, savo ruožtu, yra apdorojami matematiniais principais, ir gautas skaitmeninio signalo rezultatas yra pakeičiamas į jį atitinkantį analoginį signalą. Taip pat pasakysime, kad skaitmeninės elektronikos veikos pagrindas yra impulsinė elektronika, kurioje elektriniai signalai yra video- ir radijoimpulsai. Kai kurie impulsinės elektronikos taikymai yra pateikti ir šioje mokomojoje priemonėje.

LITERATŪRA

1. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. М.: Энергия, 1974, 256 с., ил.

2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / Учеб. для вузов / 2-е изд. перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1988, 448 с., ил.

3. Geršunskis B. S. Elektronikos pagrindai. / Vadovėlis elektron. priet. gamyb. spec. technik. Vilnius.: Mokslas, 1981, 324 p., iliustr.

4. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. М.: Энергоатомиздат, 1987, 320 с., ил.

5. Handbook of semiconductor electronics / Edit. By Lloyd P. Hunter / Third Edition.- McGraw Hill book company, New York, ISBN: 213188, 1956 (vertimas į rusų kalbą: Справочник по полупроводниковой электронике / под ред. С. Я. Шаца, И. И. Литвинова- М.: Машиностроение, 1975, 504 с., ил.).

6. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет. М.: Связь, 1979, 352 с., ил.

7. Kirvaitis R., Martavičius R. Analoginė elektronika. Vilnius: VGTU, 2003, 336 p., iliustr.

8. Lašas A., Bartkevičius V., Jasinevičienė G. ir kt. Pramoninė elektronika. / 1 dalis: puslaidininkiniai prietaisai ir stiprintuvai. Vilnius: Mokslas, 1988, 255 p., iliustr.

9. Lašas A., Bartkevičius V., Jasinevičienė G. ir kt. Pramoninė elektronika. / 2 dalis: impulsinės bei skaitmeninės schemos ir įrenginiai bei technologiniai įtaisai. Vilnius: Mokslas, 1991, 256 p., iliustr.

10. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. Учеб. пособие для вузов / 2-е изд. перераб. и доп.- М.: Радио и связь, 1985, 488 с., ил.

11. Pavasaris Č. Puslaidininkiniai įtaisai. Veikimo ir taikymo pagrindai / I dalis. Pasyvieji ir aktyvieji radiotechninių grandinių elementai. Vilnius: Vilniaus universitetas: Vilniaus universiteto leidykla, 2013, 260 p., iliustr.

12. Радиотехнические цепи и сигналы / Учебн. пособ. для вузов / Д. В. Васильев, М. Р. Витоль, Ю. Н. Горшенков и др. / Под ред. К. А. Самойло. М.: Радио и связь, 1982, 528 с., ил.

13. Red E. T. Arbeitsbuch für den HF- techniker / Daten, Fakten, HF-Grundschaltungen, 50 Ω- Technik. - Franzis - Verlag Gmbh, München, 1986 (vertimas į rusų kalbą: Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике / Схемы, блоки, 50- омная техника / Перев. с немец. С. Н. Шибалова / Под ред. Ю. А. Лурье. М.: Мир, 1990, 256 с., ил.).

14. СВЧ- полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. М.: Мир, 1972, 662 с., ил.

15. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. / 3-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1973, 608 с., ил.

16. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. / Учебн. пособ. для вузов. М.: Сов. радио, 1980, 424 с., ил.

17. Štaras S., Kirvaitis R. Mikroelektronikos pagrindai. Vilnius: Mokslo ir encikloped. leidykla, 1995, 292 p., iliustr.

18. Tietze U., Schenk Ch. Halbleiter- Schaltungstechnik / Fünfte, überarbeitete Auflage. - Springer - Verlag, Berlin / Heidelberg. - New York, 1980 (vertimas į rusų kalbą: Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. / Пер. с нем. под ред. д. т. н. А. Г. Алексснко. М.: Мир, 1982, 512 с., ил.).

19. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания/А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Л. А. Сергеев.– М.: Радио и связь, 1988, 176 с. ил.

ŽYMĖJIMAI

A – anodas (diodo); amplitudės detektorius.
AM – amplitudės moduliacija arba manipuliacija.
AR – amplitudės ribotuvas.
A_n – elektrinio signalo *n*-tosios harmonikos amplitudė.
B – bazė (dvipolio tranzistoriaus).
BAM – balansinė amplitudinė moduliacija.
BB – bendros bazės jungimo schema.
BD – balansinis detektorius.
BE – bendro emiterio jungimo schema.
BF – balansinis fazės detektorius.
BK – bendro kolektoriaus jungimo schema.
BU – bendros užtūros jungimo schema.
BI – bendraištakė jungimo schema.
BS – bendros santakos jungimo schema.
BMŠ – balansinis MŠ (dažnių).
$\boldsymbol{B}$; B – magnetinio lauko kompleksinė indukcija; modulis.
IK – ištakinis kartotuvas.
$C_{\text{, EB, KB, a, pn, pn d, max, min}}$ – talpa (kondensatoriaus), emiterio (E)-bazės (B), kolektoriaus (K)-bazės (B), apkrovos, p–n sandūros barjerinė, p–n sandūros difuzinė, maksimali vertė, minimali vertė.
$\tilde{C}$ – reaktyvioji talpa (parametrinis elementas: $C(t)$).
D – santaka (lauko tranzistoriaus); dažnio detektorius.
DM, – dažnio moduliacija.
DMn – dažnio manipuliacija.
DMŠ – dažnių maišiklis.
DVMŠ – dvitaktis MŠ (dažnių).
EK – emiterinio kartotuvo schema.
EKm – elektroninis komutatorius.
$\mathrm{e} = \lim_{c \to \infty} (1 + 1/c)^c$ – matematinės ribos konstanta.
$\mathcal{E}$ – įtampos šaltinio elektrovaros jėga (*evj*).
F – fazės detektorius.
FM – fazės moduliaciją arba manipuliacija.
$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{p})$ – tiesiogines Laplaso transformacijos kompleksinė funkcija.
$f_{\text{, max, T, T max, α, β, r ž, r, r a, r ž, D ... , M, N, h}}$ – dažnis (paprastasis), maksimali vertė, dvipolio tranzistoriaus BE schemoje bazės srovės $\boldsymbol{I}_\mathrm{B}$ perdavimo maksimalus (ribinis) dažnis (kai $I_\mathrm{K} = I_\mathrm{B}$), f_T maksimali vertė, dvipolio tranzistoriaus BB schemoje emiterio srovės $\boldsymbol{I}_\mathrm{E}$ perdavimo ribinis dažnis, dvipolio tranzistoriaus BE schemoje bazės srovės $\boldsymbol{I}_\mathrm{B}$ stiprinimo ribinis dažnis, ribinis dažnis, aukštasis ribinis dažnis, žemasis ribinis dažnis, Darlingtono tranzistoriaus, moduliuojančio signalo, nešlio, heterodino.
$f_{\mathrm{U, I}}(t)$ – bet kokio pavidalo elektrinio signalo, įtampos arba srovės, laiko *t* funkcija.
$\mathcal{F}_\mathrm{m}$ – magnetoelektrovaros jėga (arba *mej*).
G – užtūra (lauko tranzistoriaus).
Gn – generatorius.
$\boldsymbol{G}$; $G_{\text{, L, C, RC, RLC}}$ – kompleksinis laidis; laidžio modulis, ritelės, kondensatoriaus, *RC*– grandinės, *RLC*– grandinės.
$\boldsymbol{H}$; H – magnetinio lauko kompleksinis stipris; modulis.
HTD – heterodinas (moduliuojančio signalo generatorius).
IKDT – indukuoto kanalo dvipolis tranzistorius (angliškai IGBT – isolate gate bipolar

transistor).

$\boldsymbol{I}$; $I_{\text{, B, D, D s, E, G, K, S, DE, DK, ... s, max, ~, =, ≅, o,}}$ – harmoninės srovės stiprio vektorius; modulis, bazės, santakos, santakos soties srovė, emiterio, užtūros, kolektoriaus, ištakos, ... soties, maksimali vertė, kintamoji vertė, pastovioji vertė, nuolatinė vertė, amplitudinė vertė.

$i_{\text{, B, D, E, G, K, S, max, ~, =, ≅ o,}}$ – srovės stiprio momentinė vertė, bazės, santakos, emiterio, užtūros, kolektoriaus, ištakos maksimali vertė, kintamoji vertė, pastovioji vertė, nuolatinė vertė, amplitudinė vertė.

$\boldsymbol{Y}$; $Y_{11, 12, 21, 22}$ – Y parametrų sistema kompleksine forma; moduliai.

$j = \pm\sqrt{-1}$ – menamasis vienetas.

K – katodas (diodo); kolektorius (dvipolio tranzistoriaus); moduliuoto arba manipuliuoto kampo detektorius.

KD – kvadratūrinis detektorius.

KM – kampinė moduliacija.

$\boldsymbol{K}_{...}$; $K_{...U, I, P; u, i, p, ... b, ... e, ... k, ... g, ... s, ... d, trš,}$ – stiprinimo-perdavimo koeficiento kompleksinis dydis; modulis, pastoviosios įtampos, srovės, galios; kintamosios įtampos, srovės, galios, BB, BE, BK (EK), BU, BI, BS (IK) jungimo schemoje, triukšmų koeficientas.

$K_{\text{A U, A u}}$ – A- detektoriaus pastoviosios įtampos perdavimo koeficientas, diferencialinis įtampos perdavimo koeficientas.

$k_{\text{, U, o U}}$ – ryšio koeficientas tarp indukcinių ritelių, įtampos pastovinimo koeficientas, amplitudės pastovinimo koeficientas.

$l_{\text{, m vid}}$ – ilgis, transformatoriaus magnetolaidžio – šerdies kontūro vidutinis ilgis.

$\tilde{L}$ – reaktyvusis induktyvumas (parametrinis elementas: $L\,(t)$).

MDP – metalo-dielektriko-puslaidininkio lauko tranzistorius.

MOP – metalo-oksido-puslaidininkio lauko tranzistorius.

MŠ – maišiklis (dažnių).

M – abipusis ryšio induktyvumas tarp indukcinių ritelių arba moduliacijos koeficientas.

N – elementariųjų stiprinimo pakopų skaičius.

n transformacijos koeficientas, vijų skaičius.

$P_{\text{, n, K, K max, a, trš, ... in, ... iš,}}$ – galia (pastovioji), naudingoji, kolektoriuje, kolektoriuje maksimali, apkrovoje, elektroninio triukšmo, įėjime, išėjime.

$R_{\text{, a, i, B, E, K, G, S, D, EB, BE, KB, KE, ... b, ... e, ... k, SG, GS, DG, DS, ... g, ... s, ... d, S′S, G′G, D′D, D, D j}}$ – ominė varža (rezistorius) pastoviajai srovei, apkrovos, vidinė (išėjimo), bazės, emiterio, kolektoriaus, užtūros, ištakos, santakos (arba diodo), emiterio-bazės, bazės-emiterio, kolektoriaus-bazės, kolektoriaus-emiterio, BB, BE, BK (EK) schemoje, ištakos-užtūros, užtūros-ištakos, santakos-užtūros, santakos-ištakos, BU, BI, BS (IK) jungimo schemoje, T ištakos, užtūros ir santakos pasyviųjų sričių varžos, Darlingtono tranzistoriaus, jungtinio Darlingtono tranzistoriaus.

$\boldsymbol{r}$; $r_{\text{ i, B, E, K, G, S, D, EB, BE, KB, KE, ... b, ... e, ... k, SG, GS, DG, DS, ... g, ... s, ... d, p, D, D j, (–)}}$ – kompleksinė (diferencialinė) varža kintamajam harmoniniam signalui; diferencialinės varžos modulis (kintamajai srovei), vidinė (išėjimo), bazės, emiterio, kolektoriaus, užtūros, ištakos, santakos (arba diodo), emiterio-bazės, bazės-emiterio, kolektoriaus-bazės, kolektoriaus-emiterio, BB-, BE-, BK (EK)- schemoje, ištakos-užtūros, užtūros-ištakos, santakos-užtūros, santakos-ištakos, BU, BI, BS (IK) jungimo schemoje (arba tunelinio pramušimo srityje), įtampos pastovinimo srityje (stabilitronas), Darlingtono tranzistoriaus, jungtinio Darlingtono tranzistoriaus, neigiama vertė.

$\mathcal{R}(i, u)$ – netiesinis varžos elementas.

$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\text{m, ekv}}$ – magnetinė varža, ekvivalentinė.

$\tilde{R}\,(t)$ – laike t valdomos varžos elementas (parametrinis elementas).

S – ištaka (vienpolis (lauko) tranzistoriaus); sinchroninis detektorius.

SAR – stiprinimo automatinis reguliavimas.

SD – santykio detektorius.

$S_{A,\,BD}$ – A- detektoriaus diferencialinis statumas, BD- detektoriaus diferencialinis statumas.

$S_{b,\,e,\,k,\,g,\,s,\,d,\,df,\,df\,a}$; $\boldsymbol{S}$, $S\,(\omega)$ – tranzistoriaus statumas BB, BE, BK (EK), BU, BI, BS (IK) jungimo schemoje, diferencialinis, diferencinis; elektrinio signalo kompleksinis spektro tankis, modulis.

$T,_{D}$ – tranzistorius, Darlingtono.

Tr – transformatorius.

T – temperatūra (absoliutinė) arba svyravimų periodas.

$t_{,\,o,\,r,\,f}$ – laikas (momentinis), pradinis, fronto (įjungimo) trukmė, nukritimo (išjungimo) trukmė.

$\boldsymbol{U}$; $U_{,\,p,\,BE,\,EB,\,KB,\,KE,\,EK,\,GS,\,SG,\,DG,\,DS,\,SD,\,=,\,\cong\,\sim,\,in,\,iš,\,h,\,ŽDS}$ – harmoninės įtampos vektorius; modulis, pastovinimo įtampa (stabilitrono), bazės-emiterio, emiterio-bazės, kolektoriaus-bazės, kolektoriaus-emiterio, emiterio-kolektoriaus, užtūros-ištako, ištakos-užtūros, santakos-užtūros, santakos-ištakos, ištakos-santakos, pastovioji vertė, nuolatinė vertė, kintamoji vertė, įėjime, išėjime, heterodino, žemo dažnio signalo.

$u_{,\,BE,\,EB,\,KB,\,KE,\,EK,\,GS,\,SG,\,DG,\,DS,\,SD,\,in,\,iš,\,h,\,ŽDS}$ – momentinė kintamosios įtampos vertė, bazės-emiterio, emiterio-bazės, kolektoriaus-bazės, kolektoriaus-emiterio, emiterio-kolektoriaus, užtūros-ištako, ištakos-užtūros, santakos-užtūros, santakos-ištakos, ištakos-santakos, įėjime, išėjime, heterodino, žemo dažnio signalo.

VACh – voltamperinė charakteristika.

VAM- – vienpusiška amplitudės moduliacija.

VMŠ – vientaktis MŠ.

$\boldsymbol{Z}_{,\,C,\,L,\,RC,\,RLC}$; $Z_{...}$ – kompleksinė varža kintamajam harmoniniam signalui, talpos (kondensatoriaus), induktyvumo (ritelės), *RC*– grandinės, *RLC*– grandinės; modulis su atitinkamais indeksais.

ŽDS – žemo dažnio (garso) signalas.

Q – *RLC*– kontūro kokybė.

$\boldsymbol{\alpha}, \alpha_{,\,o,\,D,\,D\,j}$ – emiterio E kintamosios harmoninės srovės perdavimo koeficientas BB schemoje, modulis, emiterio E pastoviosios srovės perdavimo koeficientas BB schemoje, Darlingtono tranzistoriaus, jungtinio Darlingtono tranzistoriaus.

$\boldsymbol{\beta}, \beta_{,\,o,\,D,\,D\,j}$ – bazės B kintamosios harmoninės srovės perdavimo koeficientas BE schemoje, modulis, bazės B pastoviosios srovės perdavimo koeficientas BE schemoje, Darlingtono tranzistoriaus, jungtinio Darlingtono tranzistoriaus.

γ_{ω} – dažnio ω moduliacijos indeksas.

$\boldsymbol{\Upsilon}_{u,\,i}$; $\Upsilon_{u,\,i}$ – grįžtamojo ryšio įtaiso įtampos, srovės kompleksinis perdavimo koeficientas; modulis.

Δ – pokytis (skirtumas).

$\Delta\omega_{DM\,o}$ – dažnio ω deviacija.

$\delta\,(t)$ – delta-funkcija, arba Dirako funkcija.

δ – iškreipių faktorius.

δ_{u} – transformatoriaus Tr magnetinių nuostolių kampas.

η – naudingumo koeficientas (*nvk*).

$\mu,_{m}$ – magnetinė skvarba, transformatoriaus Tr šerdies medžiagos santykinė magnetinė skvarba.

ρ – *RLC*– grandinės banginė varža.

$\tau_{,\,RC,\,RL,\,ef,}$ – laiko trukmės konstanta, *RC*–, *RL*– grandinės, šalutinių krūvininkų efektyvioji gyvavimo trukmė.

$\Phi_{o,\,s}$ – pastovusis magnetinis srautas, sklaidos.

$\varphi_{\text{in, iš, i, u}}$ – signalo fazė, įėjimo, išėjimo, srovės, įtampos.

$\omega = 2 \cdot \pi / T = 2 \cdot \pi \cdot f$ – ciklinis dažnis, čia indeksai atitinka paprastojo dažnio f indeksus.

|| – dviejų pasyviųjų radiotechninių elementų lygiagrečiojo jungimo atstojamoji vertė, pavyzdžiui, $R_1 || R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$.

TURINYS – nuorodos

PRATARMĖ 2

1. PASYVIOSIOS RADIOTECHNINĖS GRANDINĖS 3

1.1. Tiesinės pasyviosios radiotechninės grandinės 3

1.1.1. Klasikinis tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizės metodas 4

Kirchhofo taisyklės 4
Pirmoji Kirchhofo taisyklė 4
Antroji Kirchhofo taisyklė 5
RC– grandinės 9
Diferencijuojamoji RC– grandinė 11
Integruojamoji RC– grandinė 11
RC– grandinių dažninės charakteristikos 16
Aukštųjų dažnių filtras 16
Žemųjų dažnių filtras 16
Ribinis dažnis 16
RL– grandinė 17
Diferencijuojamoji RL– grandinė 19
Integruojamoji RL– grandinė 19
RL– grandinių dažninės charakteristikos 23
Aukštųjų dažnių filtras 23
Žemųjų dažnių filtras 23
Ribinis dažnis 23
Pereinamieji procesai RC– ir RL– grandinėse 24
Hevisaido funkcija 24
Fronto trukmė – įjungimo t_r, išjungimo t_f 25

1.1.2. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė vektorinių diagramų metodu 25

Nuosekliojo jungimo RLC– grandinė 25
RLC– kontūro rezonansinis dažnis 26
RLC– kontūro kokybė 27
RLC– kontūro banginė varža 27
RLC– kontūro slopinimo koeficientas 27
Įtampų rezonansas 27
Lygiagrečiojo jungimo RLC–grandinė 28
Srovių rezonansas 29
Rezonansinės charakteristikos 29
Juostinis dažnių filtras – pralaidus, nepralaidus 29
Lygiagrečioji RLC– grandinė su ritės L varža r_L 30

1.1.3. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė kontūrinių srovių metodu 35

Vitstono tiltelis 35
Balanso sąlyga 37
Varžos matavimo tiltelis 37

1.1.4. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė mazginių įtampų metodu 37

Vyno tiltelis 38

Vyno ir Robinsono tiltelis 42
Dvigubas T– pavidalo RC– užtvarinis filtras 43
Kompensuotas rezistorinis įtampos daliklis 45

1.1.5. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė ekvivalentinių pakeitimų metodu 45

1.1.6. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė dažniniu (spektro) metodu 46

Impulsiniai signalai – video-, radijo 47
Furjė eilutė 47
Kompleksinio pavidalo Furjė eilutė 48
Signalo spektras 50
Diskretusis 50
Ištisinis 50
Spektrinis tankis 52
Neiškraipančio keturpolio elektrinės charakteristikos 55
Laplaso transformacija 59
Delta funkcija (*Dirako funkcija*) 60
Operatorinis metodas 62
RLC– kontūro *slopinimo koeficientas* 65
RLC– kontūro *laiko konstanta* 65

1.1.7. Tiesinių pasyviųjų radiotechninių grandinių analizė laikiniu metodu (pereinamieji procesai) 67

Deltafunkcija $\delta(t)$ *– filtravimo savybė* 69
Impulsinė funkcija $g(t)$ 69
Diuamelio integralas 70
Diuamelio integralo fizikinė esmė 70
Dviejų signalų konvoliuciją 71
Pereinamoji funkcija $h(t)$ 72

1.1.8. Surištieji *RLC*– kontūrai (rezonansiniai reiškiniai) 73

Apibendrintas ryšio koeficientas k_{tr} 74
Transformacijos koeficientas 75
Įneštinės varžos 76

2. AKTYVIOSIOS RADIOTECHNINĖS GRANDINĖS 82

2.1. Tiesinės aktyviosios radiotechninės grandinės 82

2.1.1. Tiesiniai tranzistoriniai stiprintuvai – elementarioji stiprinimo pakopa (elementarioji stiprinimo pakopa su dvipoliu tranzistoriumi) 82

Elementariosios stiprinimo pakopos įėjimo U_{in} *varža* 89
Elementariosios stiprinimo pakopos išėjimo $U_{iš}$ *varža* 91
Elementariosios stiprinimo pakopos dažninės charakteristikos 93

2.1.1.1. Elementarioji stiprinimo pakopa su vienpoliu (lauko) tranzistoriumi 99

Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi įėjimo U_{in} *varža* 102

Elementariosios stiprinimo pakopos su lauko tranzistoriumi išėjimo $U_{iš}$ varža 104
Rezonansinės RLC– stiprinimo pakopos $\boldsymbol{K}_u$ 109

2.1.2. Tiesiniai pastovaus (nuolatinio) signalo tranzistoriniai stiprintuvai (elementarioji pastovaus signalo stiprinimo pakopa) 109

Dvitaktės stiprinimo pakopos pamatinė schema 112
Sinfazinis ir parafazinis (*skirtuminis*) *valdymas* 113
Diferencinis (*skirtuminis*) *stiprintuvas su dvipoliais tranzistoriais* (*srovės perjungimo schema*) 115
Parafazinio poveikio atvejis 116
Balanso sąlyga 116
Srovių balanso sąlyga 116
Sinfazinio poveikio atvejis 119
Skirtuminio stiprintuvo perdavimo charakteristikos 125
Diferencialinis statumas S_{df} 126
Diferencinis statumas $S_{df\ a}$ 127
Diferencinis (*skirtuminis*) *stiprintuvas su lauko tranzistoriais* 131
Perdavimo charakteristikos 131
Diferencialinis statumas $S_{df\ D}$ 132
Diferencinis statumas $S_{df\ a\ D}$ 134
Diferencinio stiprintuvo balansavimo būdai 142

2.1.3. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose 144

Įtampos ir srovės grįžtamieji ryšiai 144
Mišrieji grįžtamieji ryšiai 144
Teigiamasis grįžtamasis ryšis 146
Neigiamasis grįžtamasis ryšis 146
Amplitudžių ir fazių balanso sąlygos 146
Amplitudžių ir fazių balanso sąlygų fizikinė esmė 147

2.1.3.1. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose su dvipoliais tranzistoriais 150

Grįžtamieji ryšiai BB stiprinimo pakopoje 150
Grįžtamieji ryšiai BE stiprinimo pakopoje 153
Srovės grįžtamasis ryšis 155
Įtampos grįžtamasi ryšis 156
Grįžtamieji ryšiai BK ir EK stiprinimo pakopose 160
Šimtaprocentinis neigiamasis srovės grįžtamasis ryšis 160

2.1.3.2. Grįžtamieji ryšiai elementariose stiprinimo pakopose su vienpoliais (lauko) tranzistoriais..... 163

Grįžtamieji ryšiai BU stiprinimo pakopoje 163
Grįžtamieji ryšiai BI stiprinimo pakopoje 165
Grįžtamieji ryšiai BS ir IK stiprinimo pakopose 170
Šimtaprocentinis srovės neigiamasis grįžtamasis ryšis 170

2.1.4. Elementariosios stiprinimo pakopos veikos analizė

grafiniu metodu (grafinės analizės metodas) 176

Tiesinė ir netiesinė veika 177

2.1.5. Tiesiniai kelių pakopų tranzistoriniai stiprintuvai (dviejų ir daugiau stiprinimo pakopų stiprintuvai) 179

Kaskadinis (*nuoseklus*) *stiprinimo pakopų jungimo būdas* 179

Koeficiento $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$ *vertės išraiška belais* (B), *decibelais* (dB) 179

Aukštasis ribinis dažnis $\omega_{\text{r a}}$ 180

Žemasis ribinis dažnis $\omega_{\text{r ž}}$ 181

Žemojo $\omega_{r\,ž}$ *ir aukštojo* $\omega_{r\,a}$ *ribinių dažnių pamatinė apibrėštis* 183

Grafinis ribinių dažnių $\omega_{\text{r ž, a}}$ *nustatymo metodas* 184

Matavimo vienetas – neperis (Np) 185

Santykinis galios matavimo vienetas – dBm 185

Kaskodinis keturpolių jungimo būdas 187

2.1.6. Kaskadinio (pakopinio) stiprintuvo tarppakopiniai ryšiai (daugiapakopiai stiprintuvai) 192

Įtampų verčių suderinimo problema 193

Varžų suderinimo problema 194

Kaskadiniai stiprintuvai su lauko tranzistoriais 198

Kaskadinio stiprintuvo fazinė charakteristika 202

Transformatorinis ryšys tarp pakopų 204

Transformatorius 204

Transformatoriaus fazinė charakteristika 204

Magnetinių nuostolių kampas 206

Magnetoelektrovaros jėga $\mathcal{F}_{\text{m}}$ (*mej*) 208

Magnetinė varža 208

Magnetinių nuostolių kampas 210

Fazinė charakteristika 211

Transformatoriaus nvk (η) 212

Transformacijos koeficientas n_{21} 212

Transformatoriaus įėjimo varža 212

Transformatorinio suderinimo sąlyga 212

Transformatoriaus dažinė charakteristika 213

2.1.7. Darlingtono schema (elementarioji stiprinimo pakopa) 214

Jungtinis (*komplementarusis*) *Darlingtono tranzistorius* 219

2.1.8. Elektrinių signalų galios stiprintuvai 221

Didžiausios neiškraipytos vidutinės galios vertė $P_{\text{a Max}}$ 222

Didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ *efektinė vertė* $U_{\text{iš Max ef}}$ 222

Didžiausios neiškraipytos išėjimo įtampos $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ *amplitudinė vertė* $U_{\text{o iš Max}}$ 222

Naudingasis veikos koeficientas η (*nvk*) 223

Galios stiprinimo koeficientas $\boldsymbol{K}_{\text{p}}$ 224

A- klasės veika 225

Komplementarusis (*jungtinis*) *emiterinis kartotuvas* 226
B- klasės veiką 227
Dvitaktė galios stiprinimo schema 228
AB- klasės veika 228

2.1.9. Operacinis stiprintuvas 238

Įtampos dauginimo schema – keičiamos pastovinimo įtampos U_p *„stabilitronas“* 240
Dinaminės (*aktyviosios*) *apkrovos principas* 241
Srovės atspindžio (*atkartojimo*) *schema* 242
Simetrinės diferencinės pakopos ekvivalentinė grandinė 244
Srovės šaltino bazinė (*pamatinė*) *schema* 245
Klasikinė operacinio stiprintuvo elektroninė schema 246
Operacinio stiprintuvo pagrindiniai parametrai 247
Operacinio stiprintuvo balansavimas 249
Operacinio stiprintuvo ekvivalentinė schema 250
Operacinio stiprintuvo pereinamoji funkcija 251
Idealus operacinis stiprintuvas (pamatiniai parametrai) 253

2.1.9.1. Operacinis stiprintuvas su grįžtamaisiais ryšiais 253

Nuoseklusis bei lygiagretusis žadinimas 253
Operacinio stiprintuvo ekvivalentinė schema 255
Neinvertuojantis įtampos stiprintuvas 255
Invertuojantis įtampos stiprintuvas 255
Virtualaus nulio taškas 255
Dažninės ir fazinės charakteristikos 256
Apibendrintas invertuojantis įtampos stiprintuvas 258
Analoginių signalų elektroninis sumatorius (*sudėtuvas*) 258
Elektroninis integratorius 259
Integratoriaus dažninės charakteristikos 260
Elektroninis diferenciatorius 261
Diferenciatoriaus dažninė charakteristika 262
Elektroninis logaritmatorius (*logaritmuoklis*) 262
Elektroninis eksponentiklis 264
Analoginių signalų elektroninis atimtuvas (*skirtuminis stiprintuvas*) 264
Simetrinis invertuojantis srovės-įtampos keitiklis 265
Elektroninis invertuojantis įtampos fazės keitiklis 266
Žemųjų dažnių aktyvusis filtras 267
Atskaitos (*atraminės*) *įtampos šaltinis* 268

2.2. Elektrinių signalų generatoriai 269

2.2.1. Harmoninių signalų generatoriai su vienu tranzistoriumi (dvipoliu arba vienpoliu) 270

Induktyviojo (*transformatorinio, autotransformatorinio*) *ryšio generatoriai* 270
Rezonansinė LC– stiprinimo pakopa 270
Induktyviojo (*transformatorinio*) *ryšio tranzistorinis LC– generatorius* 270
Autotransformatorinio induktyvinio ryšio

LC– generatoriai 272
Induktyvioji tritaškė schema 273
Talpinė tritaškė schema 273
Talpinio ryšio su RC– grandinėmis generatoriai (*RC– generatoriai*) 275
Grįžtamojo ryšio RC– grandinės 275
Vienpakopių RC– generatorių principinės elektroninės schemos 278
Galvaninio (*rezistorinio*) *ryšio generatoriai* (*R– generatoriai*) 279

2.2.2. Harmoninių signalų generatoriai su dviem ir daugiau tranzistorių (dvipoliais ir vienpoliais) 280

Dvejų pakopų RC– generatorius 280
LC– generatoriaus su diferenciniu stiprintuvu pamatinės elektroninės schemos 281
Dvitaktės LC– bei RC– generatorių schemos 282

2.2.3. Elektrinių signalų generatoriai su operaciniu stiprintuvu 284

Harmoninių virpesių LC– ir RC– generatoriai 284
Klasikinė impulsinių virpesių RC– generatoriaus – multivibratoriaus schema 285
Meandro formos impulsų retis χ 286

2.2.4. Generatorių išėjime $U_{\text{iš}}$ generuojamo signalo $\boldsymbol{U}_{\text{iš}}$ (arba (ir) $\boldsymbol{I}_{\text{iš}}$) amplitudė $U_{\text{o iš}}$ (arba (ir) $I_{\mathbf{o}\ \text{iš}}$). Generacijos susižadinimo pobūdis 288

„*Minkštas*“ *bei* „*kietas*“ *sužadinimas* 290
Slenkstinė susižadinimo įtampa 290
Išorinio sužadinimo generatoriai 290

2.2.5. Elektrinių signalų generatoriai su neigiamosios diferencialinės varžos – *r* **netiesiniu elementu** 292

Neigiamosios diferencialinės varžos netiesinis elementas $\hat{R}$ 292
Harmoninių virpesių generatorius su neigiamosios diferencialinės varžos $r_{(-)}$ *netiesiniu elementu* $\hat{R}$ 293
Dinistoriaus ir tiristoriaus puslaidininkinių darinių konstrukcijos 296
Dinistoriaus ir tiristoriaus perjungimo principinės elektroninės schemos 298
Relaksacinių virpesių generatorius su dinistoriumi 299
Dinistoriaus ir tiristoriaus ekvivalentinė grandinė 301

2.2.6. Elektrinių signalų parametriniai stiprintuvai ir generatoriai 302

Parametrinis elektrinių signalų stiprinimo principas 302
Dviejų rezonansinių LC– kontūrų parametrinis stiprintuvas su varikapu 302
Parametrinio įrenginio veikos principai 304
Parametrinio stiprinimo sąlyga 304
Amplitudės „mūšos“ reiškinys 304

Parametrinė regeneracija 305
Menli-Rou lygčių sistema 306

2.3. Harmoninio elektrinio signalo $U_{iš}$ (arba (ir) $I_{iš}$) amplitudės $U_o(t)$ (arba (ir) $I_o(t)$), dažnio $f(t)$ ir fazės $\varphi(t)$ keitimo laike t metodai 307

2.3.1. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_o(t)$ (arba (ir) $I_o(t)$) keitimo laike *t* metodai 307

Amplitudės moduliacija bei manipuliacija 307
Moduliacijos koeficientas M 307
Moduliuojamojo (*moduliuoto*) *signalo nešlis* 308
Harmoniškai moduliuoto AM- signalo dažnių spektras 308

2.3.1.1. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_o(t)$ (arba (ir) $I_o(t)$) keitimas laike *t*, taikant pasyvius elektroninius įrenginius – moduliatorius 309

Elektroniškai valdomas įtampos daliklis 309

2.3.1.2. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_o(t)$ (arba (ir) $I_o(t)$) keitimas laike *t*, taikant aktyvius elektroninius įrenginius – moduliatorius 312

Elektroniškai valdomas elektroninis stiprintuvas 312
Amplitudės moduliatoriai su vienu dvipoliu tranzistoriumi 312
Amplitudės moduliatoriai su vienu vienpoliu (*lauko*) *tranzistoriumi*..... 313
Amplitudės moduliatorių „mišriosios“ schemos 314
Netiesinė moduliatoriaus veika 316
Netiesinio elemento – diodo srovės spektras 317
Kombinacinių dažnių sandų ω_{nm} vertės 318
AM- moduliatoriaus schema su elektroniškai valdomu tranzistoriniu diferenciniu stiprintuvu 319
AM- signalas 321
Žemesnysis ir aukštesnysis šoninės moduliacijos dažniai 321
Balansinė amplitudinė moduliacija (*BAM*) 321
Vienpusiškai moduliuotos amplitudės signalas (*VAM*) 323
BAM- signalo iš AM- signalo gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys 324
BAM- (*VAM-*) *moduliatorius su diferencine (skirtumine) stiprinimo pakopa* 325
BAM- (*VAM-*) *moduliatorius su dviem puslaidininkiniais diodais* 326
VAM- signalo iš dviejų BAM- signalų gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys 327

2.3.2. Harmoninio elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) fazės $\varphi(t)$ ir dažnio $f(t)$ keitimo laike *t* metodai 328
Fazės moduliaciją 328
Fazės manipuliaciją 328
Dažnio moduliacija (*DM*) 328

Dažnio moduliacijos indeksas γ_ω 329
Dažnio kampinė moduliacija (*KM*) 330
Dažnio deviacija 330
Siaurajuostė DM- moduliacija 330
Plačiajuostė DM- moduliacija 330
Dažnio moduliaciją bei manipuliaciją 330
Signalo kampinė moduliacija (*KM- signalas*) 330
KM- signalo dažnių spektras 331
KM- signalo gavimo būdai 332
KM- signalo moduliatorius – elektroniškai valdomas harmoninių virpesių generatorius (*tiesioginis būdas*) 333
KM- signalo netiesioginį gavimo būdą realizuojantis elektroninis įrenginys 336
Elektrinio signalo fazės ir dažnio manipuliatorius 337

2.4. Moduliuotos amplitudės $U_o(t)$ **(arba (ir)** $I_o(t)$**), dažnio** $f(t)$ **ir fazės** $\varphi(t)$ **elektrinių signalų detekcijos metodai. Amplitudės, dažnio ir fazės detektoriai** 338

2.4.1. AM- signalų detekcijos metodai. AM- detektoriai 338

Nuosekliojo ir lygiagrečiojo veikimo A- detektoriai 338
A- detektoriaus pagrindiniai parametrai 341

2.4.2. DM- signalų detekcijos metodai. DM- detektoriai 342

D- detekciją 343
D- detektorius su lygiagrečiuoju LC– kontūru BE pakopos apkrovoje 343
BD- detektorius su dviem išderintais LC– kontūrais 344
BD- detektorius su dviem išderintais juostinais RC– filtrais 347
BD- detektoriaus su dviem vienodo rezonansinio dažnio LC– kontūrais 348
Tipinė BD- detektoriaus perdavimo charakteristika $U_{\text{iš}=}(\omega)$ 349
SD- detektorius 350
KD- detektorius 351

2.4.3. FM- signalų detekcijos metodai. FM- detektoriai..... 352

FM- signalų detekcija (*F- detekcija*) 352
F- detektorius 352
BF- detektorius 354
BF- detektorius perdavimo charakteristika $U_{\text{iš}=}(\omega)$ 356
Sinchroninis detektorius (S– detektorius)..... 356

2.5. Elektrinio signalo *U* (arba (ir) *I*) amplitudės $U_o(t)$ **(arba (ir)** $I_o(t)$**) ribojimo (pastovinimo) metodai. Įtampos ribotuvai** 356

Diodiniai AR 357
AR su elektroniškai valdomos kokybės RLC– kontūru 358
AR su dinaminiu ribojimu 359
Tranzistoriniai AR 360
Tranzistoriniai AR, veikiantys A- klasėje didelio signalo veikoje 361

2.6. Moduliuotojo elektrinio signalo $p_s(t)$ dažnių ω_{nm} spektro $A_k(\omega_k)$ pernešimo metodai. Dažnio maišikliai 363

Elektrinių signalų maišiklis su dviejų užtūrų lauko tranzistoriumi 363
Superheterodininis radijo imtuvas 365
Tarpinio dažnio signalai 365
Aukštinamasis / žeminamasis dažnio keitimas 365
Stiprinimo automatinis reguliavimas (*SAR*) 366
SAR įrenginys 366
„Veidrodinė“ radijo stotis (*„Veidrodinis“ radijo kanalas*) 367
Dviejų, ir daugiau, magnetiškai surištųjų RLC–rezonansiniu kontūru sistemos stiprintuvai 367

2.7. Maitinimo šaltiniai 369

2.7.1. Įtampos maitinimo šaltiniai 369

2.7.1.1. Pastoviosios įtampos keitikliai 369

2.7.1.1.1. Pastoviosios įtampos mechaniniai keitikliai 370

2.7.1.1.2. Pastoviosios įtampos elektroniniai keitikliai 371

Tranzistoriniai blokinggeneratoriai 371

2.7.1.2. Pastoviosios įtampos elektroniniai šaltiniai 378

Tranzistoriniai multivibratoriai 378
Didelės galios pastoviosios įtampos elektroninio šaltinio sudarymo būdas 382
Didelės galios pastoviosios įtampos elektroninis šaltinis su tiristoriniu įtampos komutatoriumi 382
Didelės galios pastoviosios įtampos elektroninis šaltinis su tranzistoriniu įtampos komutatoriumi 383

2.7.2. Pastoviosios įtampos stabilizatoriai (pastovintuvai)..... 386

Lygiagretaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatoriai..... 386
Lygiagretaus veikimo įtampos pastovintuvo grandinė su stabilitronais 386
Lygiagretaus veikimo tranzistoriniai įtampos pastovintuvai 386
Nuoseklaus veikimo pastoviosios įtampos stabilizatorius 388
Nuoseklaus veikimo tranzistoriniai įtampos pastovintuvai 389
Tolydžiai valdomos įtampos nuoseklaus veikimo tranzistoriniai įtampos pastovintuvai 392
Integriniai įtampos pastovintuvai 393

2.7.3. Impulsiniai įtampos pastovintuvai 396

Lygiagretaus bei nuoseklaus veikimo 396
Nuoseklaus veikimo impulsinis įtampos pastovintuvas 400

2.7.4. Pastoviosios srovės elektroniniai šaltiniai 402

Tranzistorinis srovės šaltinis 402
Kaskodiniai tranzistoriniai srovės šaltiniai 403
Valdomos srovės tranzistoriniai srovės šaltiniai 403
Santykinai tiksliai nustatomos srovės tranzistoriniai srovės šaltiniai 403
Tiksliai nustatomos srovės šaltinis su integrinių įtampos pastovintuvų 405

2.7.5. Santykinai mažos galios, iki (200–300) W pastoviosios įtampos impulsiniai keitikliai 407

2.7.5.1. Betransformatorinis pastoviosios įtampos keitiklis „žemyn“ 407

2.7.5.2. Betransformatorinis pastoviosios įtampos keitiklis „aukštyn“ 410

LITERATŪRA 413

ŽYMĖJIMAI 414

Česlovas Pavasaris

Fizikas, gamtos mokslų daktaras.

Gimė 1950 m. kovo 18 d. laikinojoje sostinėje Kaune, kur našlaičių namuose Nr. 2 gyveno iki 1957 m. ir tais pačiais metais nuo rugsėjo 1 d. pradėjo savo mokslinę ir darbo kelionę jūreivių sostinėje Klaipėdoje. Čia Č. Pavasaris mokėsi profesinėje technikos mokykloje-internate iki 1962 m., ir, būdamas trečioje klasėje, padarė savo pirmąjį puslaidininkinį įtaisą – diodą, pagrįsta litavimo lydiniu su švino pagrindu, ir suprojektavo bei pagamino savo pirmąjį detektorinį radijo imtuvą, kurio antena buvo ilgas laidas, pakeltas su aitvaru. Iš Klaipėdos Č. Pavasaris pateko į Lietuvos šiaurėje esantį miestelį – Žagarę, kur 1965 metais baigė aštuonmetę mokyklą-internatą, ir tais pačiais metais mokyklos direktoriaus iniciatyva Č. Pavasaris pateko į Lietuvos sostinę Vilnių, tęsti savo mokslinę ir darbo kelionę vidurinėje mokykloje-internate, pavadinta VLKJS 50-mečio vardu, kur mokėsi M klasėje su sustiprintu fizikos-matematikos kursu. 1969 m., baigęs vidurinę mokyklą, Č. Pavasaris įstojo į VU Fizikos fakultetą, kurį baigė 1974 m., jam buvo suteikta fiziko (radiofiziko) kvalifikacija, ir tais pačias metais buvo paliktas dirbti pedagoginį ir mokslinį-tiriamąjį darbą Radiofizikos katedroje. 1984 m. Č. Pavasaris Minsko (Baltarusija) Elektronikos institute apgynė fizikos ir matematikos mokslų kandidato disertaciją, kuri, nepriklausomybę atgavusioje Lietuvoje, 1993 m. buvo nostrifikuota gamtos mokslų daktaro laipsniu. Dirbdamas Radiofizikos katedros Impulsinių procesų tyrimo laboratorijoje aktyviai dalyvavo išradybos veikloje, ir už padarytus išradimus ir jų praktinį panaudojimą Č. Pavasaris buvo apdovanotas TSRS išradėjo ženklu. Nuo 2001 m. Č. Pavasaris dirbo Fizikos fakulteto *Elektronikos* mokomosios laboratorijos vedėju ir docento pareigose skaitė *Elektronikos* bei *Signalų ir tiesinių grandinių* paskaitas Telekomunikacijų fizikos ir elektronikos specialybės antrojo kurso studentams, aktyviai dalyvavo Lietuvos fizikų (moksleivių) olimpiadų veikloje, vadovavo studentų kursiniams bei baigiamiesiems darbams.